Radioamator

LIPIEC
1956 R.
ROK VI Nr 7

SPIS TREŚCI

	str.
NIEDOSTRZEGANE POTRZEBY I NIEWYKORZYSTANE MOŻLIWOŚCI	1
CZWÓRNIKI REZONANSOWE ZŁOŻONE Z ELEMENTÓW R.C. — *M.R.*	2
AMATORSKI ODBIORNIK BATERYJNY — *Andrzej Schmidt*	6
ODBIORNIK SIECIOWY DLA POCZĄTKUJĄCYCH — *Ryszard Bakanowski*	7
ODBIORNIK DKE NA LAMPACH UCL11 i UY1N — *Stefan Jędrzejczak*	9
O ODBIORCZYCH FILTRACH PASMOWYCH — *M. Lubański*	9
ELEKTROMAGNETYCZNY PRZYRZĄD POMIAROWY O ODPYCHANYM RDZENIU — *Kazimierz Woliński*	14
JAK PRACUJE TELEKINO? *inż. Zdzisław Dubik*	17
GENERATOR SYGNAŁÓW Z WBUDOWANYM AWOMIERZEM (cz. II) — *inż. Zdzisław Bogucki*	19
JEDNOLAMPOWY TRANSCEIVER KRÓTKOFALOWY	21
UWAGI DO ART. „OSCYLATOR WZBUDZAJĄCY W UKŁADZIE CLAPP'A — *Marian Kloza*	23
NA PASMACH	23
WSKAZNIKI DOSTROJENIA I S-METRY — *inż. Adam Kosiarski SP5AY*	24
Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ	27
SPRAWDŹ, CZY ZNASZ PRAWO OHMA — *Zdzisław Taborek*	28
CHARAKTERYSTYKI LAMP — *M. F.*	29
PORADY	31
CZY WIECIE, ŻE	IV okł.

Nasza okładka: Fragment stoiska brytyjskiego towarzystwa przemysłowego „Solartron Electronic" na XXV Międzynarodowych Targach Poznańskich

Miesięcznik RADIOAMATOR — Wydawca Wydawnictwa Komunikacyjne, Warszawa, ul. Kazimierzowska 52. REGADUJE KOMITET REDAKCYJNY. Adres redakcji: Warszawa 1, ul. Nowowiejska 1.

WARUNKI PRENUMERATY: półroczne 27 zł, roczne 54 zł. Prenumeratę przyjmują Urzędy pocztowe. Informacji w sprawie prenumeraty opłacanej w kraju ze zleceniem wysyłki za granicę udziela oraz zamówienia przyjmuje Oddział Wydawnictw Zagranicznych PPK „Ruch" Sekcja Eksportu, Warszawa, Al. Jerozolimskie 119, telefon 805-05. Nakład 30.000 egz. Ark. druk. 4. Papier druk sat. VII kl. A1. Podpisano do druku 13.VII.56. Druk ukończono 21.VII.56

Zakł. Graf. RSW „Prasa", Warszawa, Smolna 12. Zam. 1331. B-7-26839.

Radioamator

ROK VI LIPIEC 1956 Nr 7

Niedostrzegane potrzeby i niewykorzystane możliwości

PÓŁTORA miliona z górą głośników zasilanych z wybudowanej po wojnie sieci radiofonii przewodowej — to jedna z poważnych pozycji na koncie naszego dorobku pokojowego w zakresie radiofonizacji kraju. Półtora miliona głośników — to przecież około 6 milionów ludzi w mieście i na wsi, odbierających program radiowy tylko na drodze rozgłaszania przewodowego. Dodajmy do tego prawie 2 miliony radioodbiorników indywidualnych, z których korzysta chyba nie mniej niż 8 milionów słuchaczy, a otrzymamy liczbę 14 milionów odbiorców codziennych audycji radiowych. Nadmieńmy jeszcze, że proces planowej radiofonizacji kraju nadal trwa i że z roku na rok narasta ilość urządzeń radioodbiorczych, a tym samym zwiększa się liczba nowych abonentów radiowych. Nie będzie więc chyba żadną przesadą gdy powiemy, że korzystanie z usług radiofonii zostało udostępnione naszemu społeczeństwu w skali masowej.

Tyle — jeśli chodzi o liczbowe wskaźniki naszego dorobku. Rzecz jednak w tym, aby równocześnie spojrzeć i na drugą stronę zagadnienia, mianowicie na jakość działania eksploatowanych urządzeń, która — rzecz jasna — rzutuje na jakość samego odbioru. Pod pojęciem jakości odbioru mamy na myśli ciągłe i wierne, tj. nie zniekształcone i dostatecznie głośne odtwarzanie nadawanych audycji. Jak wygląda w praktyce sprawa dobrego jakościowo odbioru tylko na przykładzie urządzeń radiofonii przewodowej, stanowiących własność poszczególnych zakładów pracy (fabryk, szpitali, ośrodków wczasowych itp.), w szczególności zaś PGR-ów i spółdzielni produkcyjnych?

Zainstalowane w tych ostatnich radiowęzły lokalne w ilości około dwóch i pół tysiąca są eksploatowane oczywiście we własnym zakresie przez ich właścicieli i użytkowników, tj. przez PGR-y i spółdzielnie produkcyjne, przy czym obsługa urządzeń powierzona jest tam z konieczności nie zawsze fachowym pracownikom, spełniającym tę funkcję często jako czynność dodatkową. Przyuczeni z grubsza tylko w zakresie samej manipulacji przy obsłudze aparatury pracownicy ci wykonują swe czynności zazwyczaj w sposób mechaniczny, bez „technicznego wyczucia", bez znajomości konstrukcji sprzętu i zasad jego działania; nie potrafią zapobiegać uszkodzeniom, ani ich fachowo naprawić. Niekonserwowane urządzenia zarówno stacyjne, jak i liniowe oraz instalacje głośnikowe, zaniedbana działalność remontowa, nieprzeprowadzanie elektrycznych pomiarów kontrolnych, a w ogóle niefachowa obsługa i brak opieki technicznej — wszystko to w sumie prowadzi do przedwczesnego zużycia urządzeń radiowęzłowych i mało sprawnego ich funkcjonowania. Nie trudno więc sobie wyobrazić poziom techniczny eksploatacji niektórych radiowęzłów lokalnych. Nic też dziwnego, że w rezultacie niejeden z nich stoi nieczynny, że w niejednym z nich jakość odbioru pozostawia wiele do życzenia.

Czyż w takich warunkach można mówić o pełnym wykorzystaniu urządzeń? Czy zapuszczony radiowęzeł lokalny może spełniać swe zadania? Na marginesie warto tu może wspomnieć o specjalnej roli radiowęzłów lokalnych, to jest o posługiwaniu się nimi dla celów dyspozytorskich. Rzecz to o dużym znaczeniu — jeśli chodzi o sprawne zarządzanie i kierowanie pracą zespołową w obiektach gospodarki rolnej.

Użytkownicy radiowęzłów lokalnych mogą co prawda korzystać z pomocy terenowych jednostek resortu łączności, w tym i placówek SOR, zlecając im w ramach usług odpłatnych stałą konserwację swych urządzeń. Wiele też PGR-ów i spółdzielni z pomocy tej korzysta na zasadzie umów zawartych z Wojewódzkimi Zarządami Łączności. Ale „wiele" — to nie znaczy, że „wszystkie". I dlatego właśnie trafiają się radiowęzły lokalne, w których głośniki grają źle, albo — co gorzej milczą, nawet przez dłuższe okresy czasu. No cóż, przejaw bezradności, brak zainteresowania ze strony samych użytkowników, niedocenianie wymagań technicznych — powiemy... Tak, wszystko to racja, ale czy można spokojnie przechodzić nad tą sprawą do porządku dziennego? Czy nie ma możliwości przyjścia tym typowo wiejskim radiowęzłom z realną pomocą?

Przed wsią naszą postawiono ambitne zadania planowego podniesienia wydajności gospodarki rolnej i hodowlanej. Chcemy aby rozwój produkcji rolnej dorównał rozwojowi przemysłu; chcemy mieć więcej zboża, mięsa, tłuszczu, mleka, jarzyn, wełny, skóry itp. Cały wysiłek kierujemy dziś na odcinek walki o dalszy wzrost stopy życiowej mas. Niemały ciężar tego wysiłku spoczywa dziś na barkach ludności wiejskiej; im więcej da nam wieś i szybciej, tym wydatniej i prędzej wzrośnie dobrobyt całego społeczeństwa.

Jakiż stąd wniosek? Nie trudno go chyba sformułować. Wsi, w jej twórczym trudzie i zabiegach, musimy pomóc, we wszystkim na co nas stać i w czym tylko potrafimy. A jaką pomoc mogą zapewnić wsi — radioamatorzy, zarówno zrzeszeni jak i indywidualni? Czy przede wszystkim nie przez zapewnienie opieki technicznej i współpracy z radiowęzłami lokalnymi obsługującymi PGR-y, POM-y, spółdzielnie produkcyjne? Otóż właśnie. Taka forma pomocy ze strony radioamatorów — to najbardziej dla nich odpo-

wiednie i wdzięczne pole do popisu, to jednocześnie konkretny przejaw twórczości o charakterze społecznym. Chodzi tu o zmobilizowanie aktywu radioamatorskiego do tego rodzaju poczynań, o zwrócenie jego uwagi na owe niedostrzegane — jak dotychczas — potrzeby wsi, o wskazanie na konieczność wykorzystania wszystkich rezerw i możliwości, jakimi dysponuje ruch radioamatorski.

Nasza pomoc na rzecz wiejskich radiowęzłów lokalnych powinna się wyrazić w stałej nad nimi opiece technicznej, tj. w zapewnieniu im dobrego i ciągłego funkcjonowania, w szczególności zaś — w instruowaniu obsługujących urządzenia, okresowym przeprowadzaniu zabiegów konserwacyjnych oraz pomiarów kontrolnych, doraźnym usuwaniu uszkodzeń, współpracy przy remontach i urządzaniu studiów (wytłumienie, instalacja urządzeń sygnalizacyjnych itp.), wprowadzaniu usprawnień (np. przeróbka instalacji antenowej), usuwaniu niedomagań w zakresie bezpieczeństwa pracy (sprawdzanie i uzupełnianie zabezpieczeń, urządzeń odgromowych itp.).

A jeśli chodzi o praktyczne sposoby realizacji poruszonego zagadnienia, to niewątpliwie znajdzie się ich wiele. Od stałego utrzymywania kontaktu z radiowęzłami lokalnymi przez miejcowe koła, czy nawet poszczególnych radioamatorów — do okresowych (połączonych ew. z urządzanymi wycieczkami niedzielnymi) wyjazdów ekip szefujących radioklubów LPŻ w ramach akcji utrzymania łączności miasta ze wsią.

Ambicją każdego koła i radioklubu powinno być sprawowanie szefostwa nad wybranymi, najbardziej pomocy technicznej potrzebującymi radiowęzłami lokalnymi. Ambicją zaś każdego aktywnego radioamatora — zainteresowanie się potrzebami najbliższego radiowęzła lokalnego i okazanie mu pomocy. Korzyść będzie obustronna: zarówno dla radiowęzła, jak i dla opiekunów, którzy w ten sposób wzbogacą swe doświadczenia i praktyczne umiejętności, zaprawiając się jednocześnie w pracy społecznej.

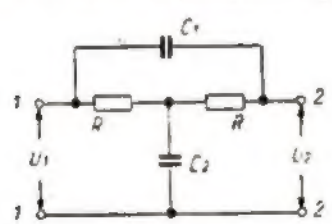
Znając entuzjazm i zamiłowanie, z jakimi uprawiają swą twórczość nasi radioamatorzy — można żywić nadzieję, że niniejszy apel nie minie bez echa. I że w realizowaniu tego wezwania aktyw radioamatorski dostrzeże wielki sens społecznych poczynań na rzecz utrwalania i pogłębiania przemian w naszym życiu.

Czwórniki rezonansowe złożone z elementów RC

CZWÓRNIK TYPU T ZABOCZNIKOWANY

W RÓŻNYCH urządzeniach radiotechnicznych i pomiarowych coraz częściej spotyka się złożone z elementów R, C układy o właściwościach rezonansowych, a więc właściwościach podobnych do tych, jakie posiadają obwody rezonansowe złożone z elementów L, R, C. Ponieważ zasada działania tego rodzaju układów nie jest na ogół dostatecznie znana, a postęp techniki idzie w kierunku jak najszerszego ich stosowania, wydaje się celowe przeprowadzenie możliwie elementarnej analizy tych układów, tym bardziej, że mogą one znaleźć szerokie zastosowanie również w technice amatorskiej przy konstrukcji różnego rodzaju prostych urządzeń pomiarowych.

Przeanalizujemy najpierw układ czwórnikowy typu T zbudowany z dwóch równych oporników R i pojemności C_2, zaboczni-



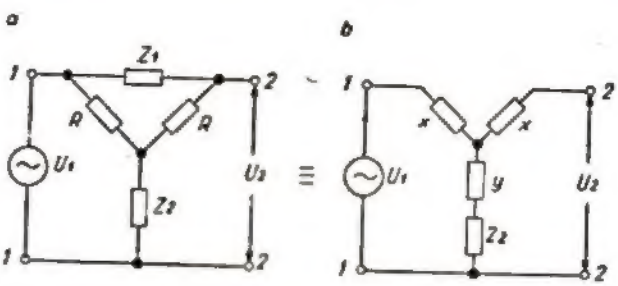
Rys. 1

kowany pojemnością C_1. Układ ten, pokazany na rys. 1, znalazł zastosowanie w generatorach częstotliwości akustycznych o prostej stosunkowo konstrukcji.

Tego rodzaju czwórniki pracują przeważnie w układach lampowych jako czwórniki sprzężenia zwrotnego, przy czym zaciski wyjściowe czwórnika połączone są w większości przypadków z siatką lampy i ziemią. W tych warunkach czwórnik pracuje praktycznie w biegu jałowym. Dlatego też rozważania nasze ograniczymy do przypadku jałowego biegu czwórnika.

Załóżmy, że do zacisków wejściowych czwórnika *1,1* przyłożona jest siła elektromotoryczna zmienna o amplitudzie U_1 i częstotliwości ω. W tych warunkach wystąpi na zaciskach wyjściowych czwórnika *2,2* napięcie o tej samej częstotliwości, lecz o innej na ogół amplitudzie U_2. Należy obliczyć stosunek obu amplitud napięcia oraz zależność tego stosunku od częstotliwości: $\omega = 2\pi f$, czyli tak zwaną charakterystykę przenoszenia czwórnika.

Można w sposób elementarny rozwiązać to zagadnienie, przekształcając powyższy czwórnik na układ równoważny, jak to pokazuje rys. 2. Na schemacie 2b układ trójkąta elementów R, R, Z_1 zastąpiony został układem gwiazdy elementów x, x, y. Ażeby powyższe układy były równoważne, czyli posiadały tę samą charakterystykę przenoszenia, muszą zachodzić pomiędzy elementami x, y i elementami R, Z_1 następujące znane zależności:

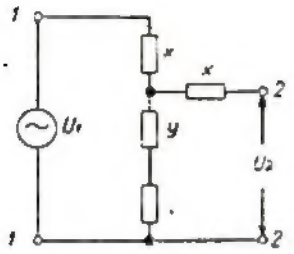


Rys. 2

$$y = \frac{R^2}{2R + Z_1} \qquad (1)$$

$$x = \frac{R \cdot Z_1}{2R + Z_1} \qquad (2)$$

W przypadku biegu jałowego czwórnika, napięcie U_2 można łatwo obliczyć z układu potencjometrycznego, przedstawionego na rys. 3. Rys. 3 przedstawia ten sam układ co rys. 2b, tylko w nieco inny sposób narysowany.



Rys. 3

Z rys. 3 wynika bezpośrednio:

$$U_2 = \frac{U_1(y+Z_2)}{x+y+Z_2} = \frac{U_1}{1+\frac{x}{y+Z_2}} \qquad (3)$$

Dla wygody rachunkowej wyznaczymy stosunek $\frac{U_1}{U_2}$ zamiast $\frac{U_2}{U_1}$, co jednak nie jest istotne. Z równości (3) otrzymujemy:

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{x}{y+Z_2} \qquad (4)$$

Podstawiając wyrażenia (1) i (2) do wzoru (4) i wykonując elementarne działania rachunkowe, dochodzimy do następujących wzorów:

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{Z_1 R}{(R^2 + Z_1 Z_2) + 2RZ_2} = 1 + \frac{1}{2\frac{Z_2}{Z_1} + \frac{R^2 + Z_1 Z_2}{RZ_1}} \qquad (5)$$

W konkretnie przytoczonym układzie (rys. 1) oporności Z_1 i Z_2 są opornościami pojemnościowymi, czyli:

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}, \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2} \qquad (6)$$

Podstawiając powyższe wartości do wzoru (5), otrzymamy:

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{1}{2\frac{C_1}{C_2} + j\omega C_1 \cdot \frac{R^2 - \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2}}{R}} = 1 + \frac{1}{2\frac{C_1}{C_2}\left[1 + j\frac{1}{2}\left(C_2 R\omega - \frac{1}{C_1 R\omega}\right)\right]} \qquad (7)$$

Dla pewnej określonej częstotliwości, którą można oznaczyć przez ω_r, nazwijmy ją częstotliwością rezonansową, wyraz $C_2 R\omega - \frac{1}{C_1 R\omega}$ staje się równy zeru.

Częstotliwość, dla której to nastąpi, czyli częstotliwość rezonansowa ω_r, jest równa:

$$\boxed{\omega_r = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}} \qquad (8)$$

Dla tej częstotliwości znika wyraz urojony w mianowniku (7), a wartość stosunku napięć $\frac{U_1}{U_2}$ staje się maksymalna i posiada charakter rzeczywisty, co oznacza, że napięcie wyjściowe U_2 jest w fazie z napięciem U_1, czyli że zachodzi warunek rezonansu. Dla $\omega = \omega_r$ mamy więc:

$$\left(\frac{U_1}{U_2}\right)_r = 1 + \frac{1}{2}\frac{C_2}{C_1} \qquad (9)$$

albo:

$$\boxed{(U_2)_r = \frac{U_1}{1 + \frac{1}{2}\frac{C_2}{C_1}}} \qquad (10)$$

Napięcie rezonansowe $(U_2)_r$ zależy od wyboru stosunku obu pojemności $\frac{C_2}{C_1}$ i ma wartość minimalną.

Przebieg stosunku $\frac{U_1}{U_2}$ w funkcji częstotliwości przedstawia wzór (7), z którego można obliczyć każdorazowo wartość stosunku $\frac{U_1}{U_2}$ dla poszczególnych częstotliwości ω. Interesuje nas jednak przede wszystkim przebieg krzywej przenoszenia układu w sąsiedztwie częstotliwości rezonansowej układu ω_r.

W tym celu przekształcimy wzór (7) następująco:

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{1}{2\frac{C_1}{C_2}\left[1 + j\frac{1}{2}\left(C_2 R\omega_r \cdot \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{1}{C_1 R\omega_r}\cdot\frac{\omega_r}{\omega}\right)\right]} \qquad (11)$$

Po podstawieniu wartości ω_r ze wzoru (8) otrzymamy:

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{1}{2\frac{C_1}{C_2}\left[1 + j\frac{1}{2}\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}\left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right)\right]} \qquad (12)$$

Wyraz $\left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right)$ można przekształcić wprowadzając pojęcie odstrojenia, czyli wprowadzając zmienną $\Delta\omega$, określoną następująco:

$$\Delta\omega = \omega - \omega_r$$

oraz pojęcie odstrojenia względnego:

$$\varepsilon = \frac{\Delta\omega}{\omega_r} = \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r} = \frac{\omega}{\omega_r} - 1 \qquad (13)$$

Na podstawie (13) można napisać:

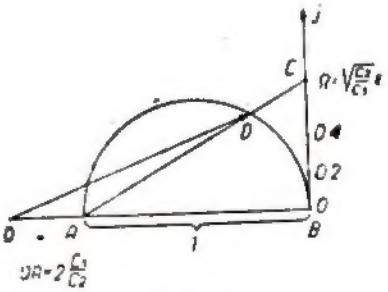
$$\frac{\omega}{\omega_r} = \varepsilon - 1; \quad \frac{\omega_r}{\omega} \cong 1 - \varepsilon$$

stąd:

$$\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \cong 2\varepsilon \qquad (14)$$

Uwzględniając (14) we wzorze (12), otrzymujemy ostatecznie wzór na stosunek napięcia wejściowego do wyjściowego czwórnika w funkcji odstrojenia:

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{\frac{1}{2}\frac{C_2}{C_1}}{1 + j\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}\varepsilon} = \frac{1}{2}\frac{C_2}{C_1}\left[\frac{1}{\frac{1}{2}\frac{C_2}{C_1}} + \frac{1}{1 + j\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}\cdot\varepsilon}\right] \qquad (15)$$



Rys. 4

Obliczanie poszczególnych wartości stosunku $\frac{U_1}{U_2}$, w zależności od wartości zmiennej $\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \cdot \varepsilon$, najwygodniej przeprowadzić graficznie w sposób pokazany na rys. 4.

Rysujemy półkole o średnicy $AB = 1$. W punkcie B wykreślamy oś prostopadłą do AB, na której odkładamy kolejno wartości $\Omega = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \cdot \varepsilon$ dla poszczególnych wartości ε. Wektor AC przedstawia wartość:

$$AC = 1 + j\Omega$$

Wobec tego wektor AD jest odwrotnością wektora AC i jest równy:

$$AD = \frac{1}{1 + j\Omega}$$

Jeżeli dodamy do wektora AD wektor $OA = \frac{1}{\frac{1}{2}\frac{C_2}{C_1}}$, otrzymamy sumę wektorową:

$$OD = \frac{1}{\frac{1}{2}\frac{C_2}{C_1}} + \frac{1}{1 + j\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \cdot \varepsilon} \quad (16)$$

A więc szukany stosunek napięć $\frac{U_1}{U_2}$ będzie równy wektorowi: OD pomnożonemu jeszcze przez współczynnik liczbowy: $\frac{1}{2}\frac{C_2}{C_1}$.

Na wykresie (rys. 6) przedstawiono kilka charakterystyk przenoszenia czwórnika, dla różnych wartości stosunku kondensatorów $\frac{C_2}{C_1}$.

Jak widać, układ rozpatrywanego czwórnika (rys. 1), podobny jest swymi właściwościami do układu rezonansowego L, R, C, pokazanego na rys. 5, dla którego wzór na charakterystykę przenoszenia jest następujący:

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{\frac{R_1}{R_2}}{1 + j2Q\varepsilon}$$

We wzorze tym Q oznacza dobroć obwodu rezonansowego szeregowego L, R, C

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R_2}$$

Przebieg charakterystyki takiego układu rezonansowego będzie identyczny z przebiegiem charakterystyki układu rozpatrywanego, jeśli spełnione będą następujące zależności:

$$\left.\begin{aligned} \frac{R_1}{R_2} &= \frac{1}{2}\frac{C_2}{C_1} \\ \frac{L}{C} &= \frac{R_1 R_2}{2} \end{aligned}\right\} \quad (17)$$

Wówczas:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R_2} = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{\sqrt{2} \cdot R_2} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

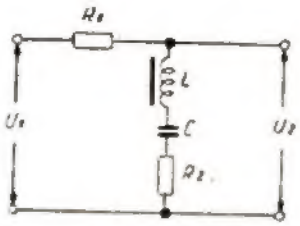
a zatem:

$$\frac{U_1}{U_2} = 1 + \frac{\frac{R_1}{R_2}}{1 + j\frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \cdot \varepsilon}$$

Ponieważ równanie powyższe jest identyczne z równaniem (15), jeśli tylko zachowana zostanie zależność

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{2}\frac{C_2}{C_1}$$

układ L, R, C z rys. 5 będzie równoważny układowi z rys. 1. Jak wynika z wykresów (6), selektywność układu z rys. 1 jest na ogół mała.



Rys. 5

Dla dużych wartości stosunku $\frac{C_2}{C_1}$ odcinek OA jest dużo mniejszy od jedności, a więc można go pominąć. Wobec tego dla warunku $\frac{C_2}{C_1} \gg 1$ wzór (15) uprości się do postaci:

$$\frac{U_1}{U_2} \cong \frac{\frac{1}{2}\frac{C_2}{C_1}}{1 + j\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \cdot \varepsilon} \quad (15a)$$

Charakterystyka częstotliwości, którą wyrażamy zwykle stosunkiem napięcia U_2 dla dowolnego odstrojenia ε do napięcia rezonansowego $(U_2)_r = \frac{U_1}{\frac{1}{2}\frac{C_2}{C_1}}$ będzie w tym przypadku przedstawiona przybliżonym wzorem:

$$\frac{U_2}{(U_2)_r} = 1 + j\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \cdot \varepsilon$$

Szerokość wycinanego przez filtr pasma częstotliwości można określić jako $2\varepsilon_0$, przy czym ε_0 oznacza odstrojenie, dla którego

$$\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}\varepsilon_0 = 1 \quad (18)$$

Dla tego odstrojenia ε_0 wystąpi wzrost napięcia U_2 o 3 dB w stosunku do napięcia rezonansowego $(U_2)_r$.

Z zależności (18) otrzymamy:

$$\varepsilon_0 \cong \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

albo:

$$\frac{\Delta f_0}{f_r} \cong \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

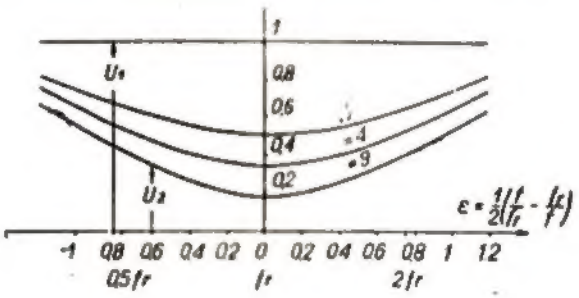
Stąd:

$$2\Delta f_0 \cong \frac{2 \cdot f_r}{\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}}$$

Na przykład dla $\frac{C_2}{C_1} = 4$ otrzymamy w przybliżeniu szerokość krzywej rezonansowej równą $2\Delta f_0 = f_r$ czyli nie całą oktawę w lewo i w prawo od częstotliwości rezonansowej. Dla $\frac{C_2}{C_1} = 9$ szerokość pasma wycinanego będzie:

$$2\Delta f_0 \cong \frac{2}{3} f_r$$

czyli praktycznie nie wiele mniejsza. Wynika stąd, że selektywność tego rodzaju układu jest bardzo mała.



Rys. 6

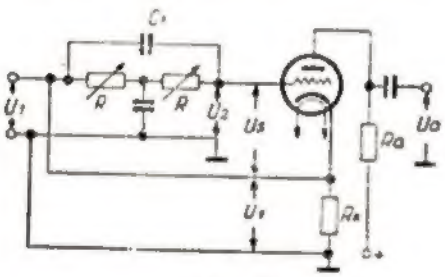
Z przedstawionych na rys. 6 charakterystyk filtra, które są jak gdyby negatywem charakterystyk rezonansowych, można otrzymać charakterystyki odwrócone w sposób następujący: wyjście filtra przyłączamy do siatki i ziemi lampy katodowej, a równocześnie napięcie wejściowe filtra przykładamy między katodę i ziemię tej samej lampy (rys. 7).

Napięcie „sterujące" lampę, czyli U_s, jest różnicą między napięciem U_2 i U_1, czyli:

$$U_s = U_2 - U_1$$

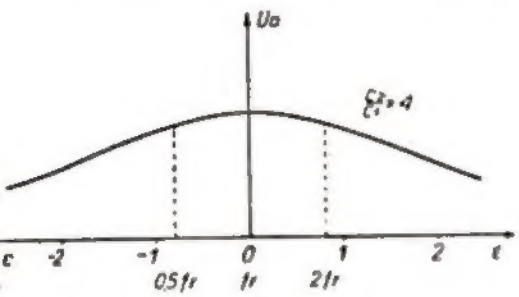
Napięcie U_1 jest większe od U_2, wobec czego wartość napięcia U_s jest ujemna. Po wzmocnieniu tego napięcia przez lampę (która przesuwa fazę napięcia o 180°) napięcie anodowe $U_a = k \cdot U_s$ jest dodatnie, a więc zgodne w fazie z napięciem U_1.

Charakterystyki napięcia anodowego mają przebieg równy różnicy napięć $U_1 - U_2$; są więc podobne do krzywych rezonansowych. Są one odwrócone w stosunku do charakterystyk napięcia U_2 pokazanych na rys. 6.



Rys. 7

Układ lampowy z rys. 7 jest więc układem filtra przepustowego „pasmowego", przy czym zmieniając wartość oporności R, można łatwo przesuwać środek pasma przepuszczania wzdłuż osi częstotliwości, nie naruszając przy tym wielkości szczytowej

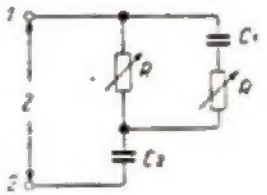


Rys. 8

napięcia U_a (które zależy tylko od stosunku pojemności $\frac{C_2}{C_1}$), oraz zachowując zawsze tę samą szerokość pasma przepuszczania w skali logarytmicznej.

Przesuwając częstotliwość rezonansową f_r na krańce widma akustycznego można wykorzystać powyższy układ do uwydatniania wysokich albo niskich tonów.

Ponieważ napięcie wzmocnione przez lampę U_a jest w fazie z napięciem U_1, czyli z napięciem na wejściu filtra, i na ogół znacznie większe od napięcia U_1, możliwe jest (sprzęgając wyjście lampy z wejściem filtra) uzyskanie wzbudzenia się układu. Układ wzbudzi się przy częstotliwości rezonansowej, dla której spełniony jest warunek zgodności faz, jeśli spełniony zostanie równocześnie warunek amplitud.



Rys. 9

Obliczmy jeszcze oporność wejściową filtra między zaciskami *1,1*. Ponieważ rozpatrujemy czwórnik pracujący w biegu jałowym, przeto oporność wejściową filtra można łatwo wyznaczyć z rys. 9, który przedstawia układ widziany od strony wejścia filtra. Z rysunku widać od razu, że dla bardzo małych częstotliwości, dla których kondensatory C_1 i C_2 przedstawiają przerwę, oporność wejściowa jest bardzo duża. Dla dużych natomiast częstotliwości, dla których kondensatory C_1 i C_2 stanowią zwarcie, oporność wejściowa filtra jest równa $Z_\infty = \frac{R}{2}$ a więc i zależna od wartości oporników R.

Dla częstotliwości dowolnej ω oporność wejściową obliczy się ze wzoru:

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{R\left(R + \frac{1}{j\omega C_1}\right)}{2R + \frac{1}{j\omega C_1}} =$$

$$= \frac{1}{j\omega C_2} + R\,\frac{1 + j\omega C_1 R}{1 + j2\omega C_1 R}$$

Dla częstotliwości rezonansowej, dla której $\omega = \omega_r = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}$, otrzymamy

$$Z_1 = -jR\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + R\,\frac{1 + j\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}}{1 + j2\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}} =$$

$$= R\,\frac{1 + j\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}}{1 + j2\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}} - jR\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

Dla dużych wartości $\frac{C_2}{C_1}$, czyli dla $\frac{C_1}{C_2} \ll 1$, w przybliżeniu możemy napisać:

$$Z_1 \simeq R\left(1 - j\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}\right) = R^{\alpha}$$

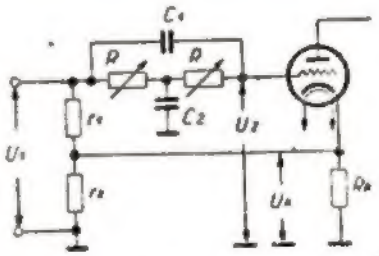
Moduł oporności wejściowej filtra, w sąsiedztwie częstotliwości rezonansowej, jest równy w przybliżeniu $|Z_1| = R$ czyli równy oporności R oporników i posiada charakter oporności pojemnościowej. Kąt przesunięcia fazowego α można wyznaczyć z zależności

$$\operatorname{tg}\alpha = -\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

Kąt ten dla każdej wartości R jest ten sam i zależy jedynie od stosunku $\frac{C_1}{C_2}$. Dla $\frac{C_2}{C_1} = 4$ otrzymamy

$$\operatorname{tg}\alpha = -\frac{1}{2}$$

czyli $\alpha = -27°$. Ponieważ przy filtrze o zmiennej regulacji częstotliwości f_r oporność wejściowa filtra zmie-



Rys. 10

nia się w zależności od R, przeto okoliczność tę należy mieć na uwadze przy projektowaniu urządzeń, w których tego rodzaju filtry są stosowane.

Filtr rezonansowy L, R, C (rys. 5), chociaż posiada przy pewnym doborze $\frac{L}{C}$ tę samą charakterystykę przenoszenia co filtr z rys. 1, różni się jednak od niego przebiegiem oporności wejściowej. Ciekawy przebieg napięcia wyjściowego U_a (rys. 10) otrzymamy, jeżeli do katody lampy przyłożymy nie całe napięcie wejściowe U_1, lecz tylko część tego napięcia (rys. 10)

$$U_k = \beta \cdot U_1$$

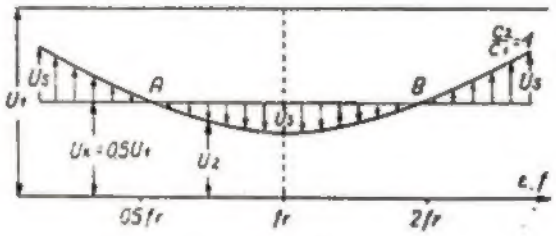
gdzie

$$\beta < 1; \quad \left(\beta = \frac{r_2}{r_1 + r_2}\right)$$

Napięcie U_2, jak wynika z wykresów (rys. 6), jest zawsze mniejsze od napięcia U_1. Napięcie sterujące lampę U_s jest różnicą między napięciem U_2, zmieniającym się z częstotliwością i napięciem katody lampy U_k o stałej amplitudzie, czyli:

$$U_s = U_2 - U_k = U_2 - \beta \cdot U_1$$

Jeżeli napięcie katody jest mniejsze od napięcia U_1, wówczas różnica



Rys. 11

$U_2 = \beta \cdot U_1$ w pewnym zakresie częstotliwości posiada wartość dodatnią, w pozostałym natomiast zakresie wartość ujemną. Na rys. 11 sytuacja ta przedstawiona jest wykresowo. Zmniejszając wartość napięcia katodowego U_k zmniejszamy zakres częstotliwości, w którym napięcie U_2 jest ujemne, a więc dla którego napięcie U_a wzmocnione przez lampę posiada zgodną fazę z napięciem wejściowym filtra: U_1. Zmniejszając U_k zmniejszamy równocześnie amplitudę napięcia sterującego U_2. Przez zastosowanie sprzężenia między wyjściem lampy i wejściem filtra można doprowadzić do wzbudzenia się układu, przy czym układ wzbudzić się może jedynie w zakresie częstotliwości oznaczonym na rys. 11 literami *A*—*B*. W tym tylko bowiem zakresie istnieje sprzężenie dodatnie, w pozostałym natomiast wystąpi sprzężenie ujemne. Zmianą napięcia U_k można regulować wielkość napięcia sterującego U_2, a więc doprowadzić do punktu wzbudzenia się układu w przypadku zastosowania tego rodzaju czwórnika w torze sprzężenia zwrotnego. Generator akustyczny oparty na powyższej zasadzie zostanie opisany w jednym z następnych numerów.

M.R.

Amatorski odbiornik bateryjny

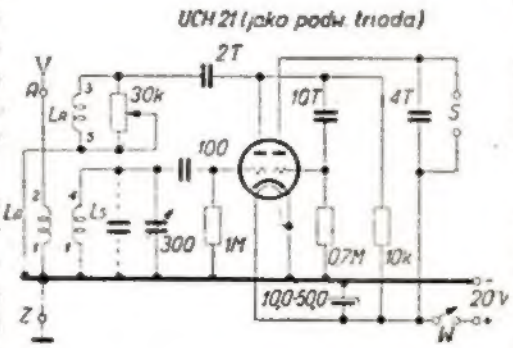
PRZY BUDOWIE prostego odbiornika bateryjnego, radioamator napotyka niejednokrotnie na trudności związane z nabyciem odpowiednich lamp. Sądzę, że niniejszy opis konstrukcji takiego odbiornika przydatnego dla celów wycieczkowych (małe wymiary, trwałe źródło zasilania), a pracującego na lampie sieciowej, zainteresuje wielu radioamatorów.

Odbiornik pracuje na lampie UCH21, która jest triodą-heksodą, jednak — jak wynika ze schematu na rys. 1 — lampę tę użyto jako podwójną triodę, łącząc siatki osłonne heksody z jej anodą. Otrzymaną w ten sposób triodę wykorzystano jako „końcową" dla zasilania słuchawek. Na rys. 2 przedstawiono sposób połączeń sprężynek w cokole lampowym dla zamiany heksody na triodę.

Odbiornik ma tylko powietrzne cewki średniofalowe, nawinięte na preszpanowym cylinderku o średnicy 2 cm i długości 8 cm w jednym kierunku. drutem o ⌀ 0,2 — 0,3 mm w emalii lub jedwabiu (rys. 3). Cewka antenowa L_A ma około 55 zwojów, siatkowa L_S — 100 zwojów, reakcyjna L_R — 45 zwojów.

Końce cewek oznaczone „1" należy połączyć z metalową masą odbiornika lub przewodem zerowym; „2" z anteną, „3" z kondensatorem 2000 pF; „4" — z kondensatorem zmiennym 300 pF i stałym 100 pF;
„5" z metalową masą lub przewodem zerowym.

Oczywiście, cewki w takim wykonaniu nie odznaczają się ani małymi wymiarami, ani zbyt wielką dobrocią,



Rys. 1. Schemat ideowy odbiornika

znacznie lepiej byłoby więc nawinąć je na ferromagnetycznym rdzeniu. Dysponując małym przełącznikiem falowym, można z powodzeniem zastosować także cewki dla odbioru innych zakresów falowych.

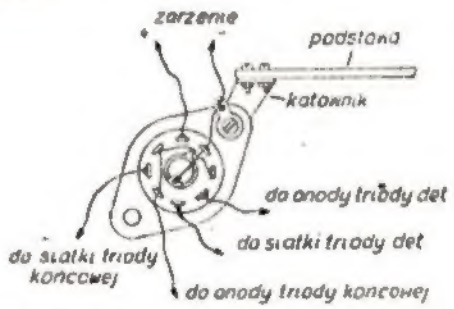
Kondensator zmienny do strojenia odbiornika ma pojemność około 300 pF i możliwie małe wymiary. Dla wybrania najciekawszego pasma odbieranych fal można włączyć równolegle z nim na stałe lub za pomocą przełącznika małe kondensatorki rzędu 50 — 150 pF (linia przerywana na schemacie).

Wielkość reakcji (sprzężenia zwrotnego) reguluje się potencjometrem o oporności około 30 kΩ, który bocznikuje cewkę reakcyjną L_R połączoną z anodą triody detekcyjnej poprzez kondensator 2 000 pF (pojemność tego kondensatora można zmienić w pewnych granicach dla uzyskania łagodnie przebiegającej reakcji).

Napięcia uzyskane po zdetektowaniu w triodzie detekcyjnej są przekazywane na siatkę triody końcowej poprzez kondensator o pojemności 10 000 pF.

Opornik upływowy siatki triody końcowej ma oporność 0,7 MΩ, można jednak z powodzeniem użyć oporników również 0,6 MΩ i 0,8 MΩ.

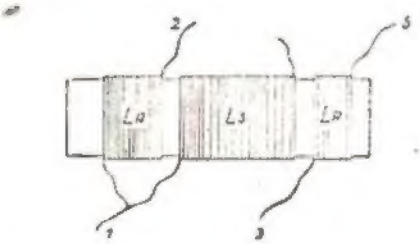
Bateria żarzenia i anodowa (łączna) składająca się z 5 płaskich bateryjek do latarek kieszonkowych, daje napięcie około 22 wolty.



Rys. 2. Połączenia w podstawce lampowej

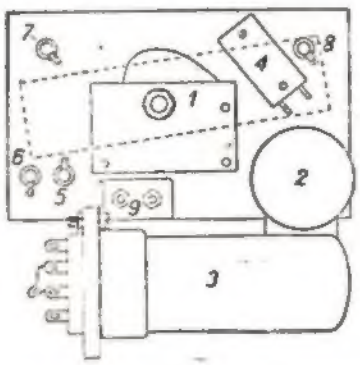
Do żarzenia lampy UCH21 potrzebne jest napięcie około 20 V przy poborze prądu 0,1 A. Bieguny baterii spięto po wyłączniku elektrolitycznym kondensatorem katodowym o pojemności 30 µF i napięciu przebicia 25 V, co ogranicza trzaski, których źródłem jest bateria.

Rys. 4 przedstawia rozmieszczenie części składowych na bakelitowej płytce o wymiarach 9 x 5,5 cm, jakie było zastosowane w aparacie modelowym montowanym jako odbiornik wycieczkowy. Ponieważ jednak kształt płytki montażowej jest w dużym stopniu uzależniony od wymiarów posiadanych części (szczególnie odnosi się to do potencjometra i kondensatora zmiennego), rozmieszczenie to (na rys. 4) podaję tylko przykładowo, dla podkreślenia możliwości zmniejszenia wymiarów odbiornika.



Rys. 3. Schematyczne rozmieszczenie cewek na prespanowym cylindrze

Lampa została osadzona nie w pozycji pionowej, jak się to powszechnie praktykuje, lecz w poziomej. Podstawka lampy jest przymocowana do płytki montażowej za pomocą kątownika, którego wykrój przedstawia rys. 5. Geometryczna oś lampy nie znajduje się w płaszczyźnie podstawy, lecz znacznie niżej (rys. 2). Zastosowanie podstawy wykonanej z bakelitu daje tę korzyść, że zamiast dużych gniazdek radiowych, można wykonać znacznie

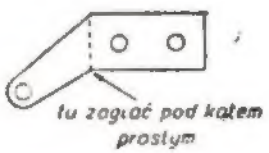


Rys. 4. Rozmieszczenie części składowych:

1 — kondensator zmienny 300 pF
2 — potencjometr 30 kΩ
3 — lampa UCH21 z podstawką
4 — wyłącznik napięcia W
5 — 6 — gniazdka słuchawek
7 — gniazdko ziemia „Z"
8 — gniazdko anteny „A"
9 — kątownik mocujący podstawkę lampową

mniejsze w bardzo prosty sposób, a mianowicie: z miedzianej blaszki wyciąć rurkę o średnicy około 2 mm i długości 10 mm. Przy wyginaniu rurki trzeba zostawić z jednej strony rurki pasek blachy, do którego przylutuje się przewody. W bakelitowym chassis o grubości około 2 mm, w miejscu gdzie ma się umieścić gniazdko, wierci się otwór o takiej średnicy, aby rurka weszła do niego dość ciasno, a następnie na wystające końce rurki nakłada się pierścienie z drutu o ⌀ 0,6 mm i oblutowuje, zabezpieczając w ten sposób rurkę przed wysuwaniem się. Oczywiście do takich gniazdek stosuje się odpowiednio zmniejszone wtyczki, które najlepiej wykonać z odpowiednio dobranego drutu miedzianego.

Jeżeli odbiornik ma mieć charakter wycieczkowy — montujemy go razem z baterią w jednym pudełku. Unika się przez to pomyłek przy dołączaniu baterii.



Rys. 5. Orientacyjny wykrój blaszki na kątownik do umocowania lampy

Aparat w godzinach wieczorowych pozwala na odbiór z dość dużą siłą około 5—6 stacji, przy czym nie zaleca się wówczas stosować długich anten, które pogarszają selektywność. Dla dobrego odbioru o tej porze dnia wystarcza jako antena 5 — 7 m zwykłego, izolowanego drutu.

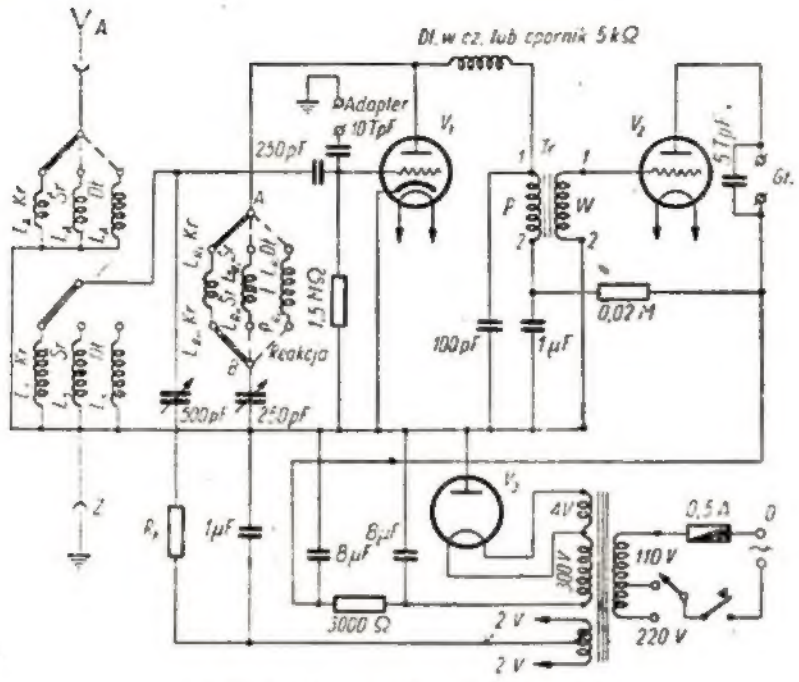
Andrzej Schmidt

Odbiornik sieciowy dla początkujących

PODAJĘ opis dwukrotnie już wykonanego przeze mnie prostego odbiornika 2-lampowego zasilanego z sieci prądu zmiennego, przy czym pragnę zaznaczyć, że uzyskane wyniki odbioru — szczególnie na zakresie krótkofalowym — nie pozostawiały wiele do życzenia.

Jak widać ze schematu na rys. 1 jest to aparat dwulampowy z trzecią lampą prostowniczą, reakcyjny, 1-obwodowy, 3-zakresowy. Pierwsza lampa V1 jest triodą, która pracuje jako detektor. Następna lampa (V2) pracuje jako wzmacniacz małej częstotliwości i jest jednocześnie lampą głośnikową. Sprzężenie członu detekcyjnego z członem małej częstotliwości jest transformatorowe, (transformator o przekładni 1 : 10). Zasilacz odbiornika składa się z lampy prostowniczej (V3), jednopołówkowej (może być również dwupołówkowa, w tym jednak przypadku obie anody zwieramy ze sobą), transformatora sieciowego (na napięcie pierwotne 110/220 V, dającego napięcia wtórne anodowe 300 V/50 mA żarzenia lamp odbiorczych 2 x 2 V/3A, żarzenia lampy prostowniczej 4 V/1,1A), kondensatorów elektrolitycznych 2 x 8 μF 450/500 V i opornika drutowego 3000 Ω/3 W. Można tu zastosować również transformator o zbliżonych danych elektrycznych. Jeśli uzwojenie anodowe dostarcza napięcia wyższego od podanego, można nadwyżkę zredukować przez dobór odpowiedniej wartości opornika. Wykonanie zespołów cewek może być dowolne Nie należy jednak rezygnować z cewki antenowej do odbioru fal krótkich — przez zastosowanie kondensatorka doprowadzającego sygnały z anteny bezpośrednio do cewki strojonej. Pożądane jest, aby cewki dla każdego zakresu falowego pracowały indywidualnie, np. przez ich wymianę (cylinderki cewek nasadza się wówczas na cokoły lampowe) lub lepiej przez zastosowanie przełącznika wykonanego, tak, jak pokazano na rys. 2. Aby przełącznik miał dobre styki, między główkę osi a tulejkę zakładamy sprężynkę, która będzie silnie dociskać sprężynki ślizgowe do stylbów, zapewniając pewniejsze połączenie elektryczne. Sprężynki ślizgowe wygina się łukowato w stronę styków; są wtedy bardziej sprężyste. Przewody doprowadzone do części ruchomej przełącznika należy wykonać jak najbardziej elastyczną izolowaną linką.

Płytki ruchome kondensatorów (tzw. „rotory") łączy się z metalową, uziemioną podstawą odbiornika. Tego rodzaju połączenie usunie szkodliwy wpływ ręki, jaki daje się zauważyć przy strojeniu aparatu, szczególnie w zakresie krótkofalowym.



Rys. 1. Schemat ideowy odbiornika

Cewki nawija się na 2 cylinderkach pertinaksowych o średnicy 40 mm, wg danych zawartych w poniższej tablicy. Cewki dla fal średnich i długich nawija się masowo na wspólnym cylindrze.

Cewka	Fale		
	Krótkie	Średnie	Długie
antenowa	6 zw., 0,55 mm (2 × baw.)	35 zw., 0,3 – 0,4 (ew. lica) 1 × baw. + emalia	130 zw. 0,1—0,2 (ew. lice) 1 × baw. + emalia
siatkowa	5 zw., 1,5 mm bez izolacji	60 zw. „ „	180 zw. „ „
reakcyjna	10 zw., — 0,3 mm w emalii	40 zw. „ „	100 zw. „ „

Cewki do odbioru fal krótkich nawija się na drugim walcu o średnicy 40 mm: antenową zwój przy zwoju, siatkową — w odległości 1 cm od antenowej z odstępami co 5 mm, reakcyjną — między zwojami siatkowej. Kierunki nawinięć zgodne.

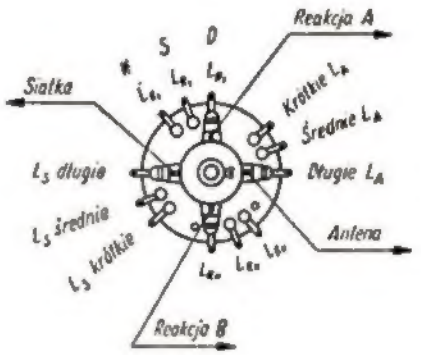
W razie gdyby nie można było uzyskać reakcji, należy zamienić przy łączeniu miejscami końcówki cewki L_R lub dowinąć do niej kilka zwojów.

Dławik wielkiej częstotliwości *Dł* ma nawiniętych 1000 zwojów drutem 0,1 mm w emalii na szpuleczce o średnicy 15 mm (szer. 15 mm). Miejsca połączeń powinny być starannie zlutowane. Jako lampę V1 można zastosować dla członu detekcji: AC2, A4110, A4100, REN904, REN804, E428.

Jako głośnikową V2 można użyć dowolną lampę o napięciu żarzenia 4V — triodę lub pentodę, pamiętając bądź o doborze odpowiedniej wartości opornika katodowego (R_K), bądź o odpowiednim napięciu siatki osłonnej. Należy również pamiętać o dopasowaniu elektrycznym transformatora głośnikowego do tej lampy i głośnika (zaleca się użycie głośnika dynamicznego). Lampą głośnikową mogą być: AD1, AL1, AL4, AL2, AL3, RE134, L413, RES164, L416D, RE304, RES964, RES174, PP415, LK4110.

Jako lampę prostowniczą V3 można użyć: AZ1, AZ11, RGN1064, RGN1054 RGN504, RGN564. Obecnie łatwo można nabywać lampy: AC2, AD1, i AZ1. Przy zastosowaniu lampy AD1 opornik katodowy, powinien mieć wartość 753 Ω.

Odbiornik montuje się na metalowej podstawie wykonanej z ocynkowanej blachy żelaznej (może być również blacha cynkowa lub aluminiowa). Sposób rozmieszczenia części montażowych na podstawie pozostawiam do indywidualnego uznania Czytelników.



Rys. 2

W pobliżu silnej stacji nadawczej należy doprowadzenie antenowe włączyć poprzez eliminator, który ustawia się jednorazowo na najcichszy odbiór tej stacji jako zakłócającej.

Ryszard Bakanowski

KOMUNIKAT

W związku z licznymi listami w sprawie kupna i prenumeraty naszego pisma informujemy, że prenumeratę przyjmują Urzędy Pocztowe. Redakcja nie zajmuje się sprzedażą. Czytelników, którzy poszukują numerów z ubiegłych lat i miesięcy zawiadamiamy, że Magazyn Wydawnictw Komunikacyjnych, Warszawa, Widok 8, posiada następujące numery, które wysyła za zaliczeniem pocztowym:

4, 5, 6, 7, 8, 9, 11, 12 z 1954 r.,
4, 6, 8, 9, 10, 11, 12 z 1955 r.,
1, 2, 3, 4 z 1956 r.

Nie piszcie do Redakcji w tej sprawie — nie będziemy odpowiadać na listy.

Odbiornik DKE na lampach UCL11 i UY1N

Jak wiadomo, wielu radioamatorów ma uszkodzone lub niekompletne odbiorniki jednoobwodowe typu DKE przystosowane do zasilania z sieci prądu stałego i zmiennego. Lampy do tego odbiornika (VCL11 i VY2) są niestety obecnie trudne do nabycia na rynku, więc zachodzi konieczność jego przeróbki dla zastosowania do nowego typu lamp.

W miesięczniku „Radioamator" podano swego czasu sposób przeróbki aparatu DKE na lampy UCH21 i UY1N (art. inż. Cz. Klimczewskiego Nr 6 Radioamatora z 1953 r.), lecz jedyną niedogodną stroną tego układu było to, że wymagał on dla zamiany lampy VCL11 na UCH21 — wymiany szeregu drobnych części, tj. oporników i kondensatorów oraz głośnika, co w końcowym rezultacie dawało odbiór słabszy, wystarczający do stacji lokalnej — trudno bowiem spodziewać się po lampie typu UCH21 tego co może dać lampa głośnikowa.

Moja przeróbka DKE na UCL11 i UY1N ma tę zaletę, że nie trzeba rozporządzać wielu środkami, a w rezultacie końcowym otrzymuje się dobry odbiór na głośnik stacji krajowych i szeregu innych.

Otóż zamiana polega na wymianie opornika redukcyjnego żarzenia 2600 omów na opornik o wartości 1000 omów (przy nap. sieci 220 V). Przed wymianą opornika musimy wiedzieć jakie obciążenie (wataż) wytrzymuje dany opornik lub też jakich powinien on być wymiarów dla danego obciążenia. W w/w aparacie zastosowałem opornik 1000 omów (14 watów — dostępny w sprzedaży). Drugim elementem wymagającym wymiany jest opornik anodowy. W miejsce dotychczasowego wstawia się opornik 400 omów. Pozostaje jeszcze wymiana podstawki lampy VY2 na podstawkę UY1N lub przecokołowanie lampy.

Przed uruchomieniem sprawdza się czy połączenia są wykonane bezbłędnie, po czym wkłada się lampy UCL11 i UY1N i przystępuje do nastawiania aparatu na odbiór.

Lampa UCL11 w przeciwieństwie do lampy VCL11 nie wprowadza w tym układzie szkodliwych pasożytniczych sprzężeń ani też tak charakterystycznego gulgotania, gwizdu czy warkotu.

Tak przebudowany odbiornik DKE po domontowaniu cewek zakresu krótkofalowego wg wskazówek umieszczonych w numerze 1/2 miesięcznika Radio z 1947 r. da radiosłuchaczowi pełne zadowolenie. Po uruchomieniu zakresu krótkofalowego można odbierać w ciągu dnia kilka stacji rosyjskich, francuskich i angielskich z wystarczającą selektywnością.

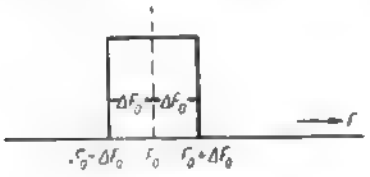
Jakość głosu po wymianie głośnika magnetycznego na 2-watowy dynamiczny z trasformatorem dopasowującym jest lepsza niż z niektórych superheterodyn.

Stefan Jędrzejczak

MIECZYSŁAW LUBAŃSKI

O odbiorczych filtrach pasmowych

FILTRY pasmowe, jak sama nazwa wskazuje, są to obwody, które przepuszczają pewne tylko pasmo częstotliwości. Idealny filtr pasmowy powinien posiadać charakterystykę taką, jaką pokazuje rys. 1. Jest to prostokąt o szerokości $2\Delta F_0$ i wysokości 1. Charakterystyczną cechą takiego filtru jest jego częstotliwość środkowa F_0 i połowa szerokości przepuszczanego pasma częstotliwości ΔF_0. Wszystkie częstotliwości leżące w paśmie od $F_0 - \Delta F_0$ do $F_0 + \Delta F_0$ są przez filtr idealny przepuszczane bez tłumienia, natomiast częstotliwości leżące poza tym pasmem przez filtr nie przechodzą, czyli że dla tych częstotliwości tłumienie filtru jest nieskończenie duże. Filtry idealne w praktyce nie istnieją. Nawet przy użyciu elementów bezstratnych L i C nie da się zbudować filtrów o charakterystyce prostokątnej. Można jednak uzyskać zbliżoną do idealnej charakterystykę filtru przez zastosowanie obwodów rezonansowych sprzężonych.



Rys. 1. Charakterystyka idealnego filtru

Zanim przejdziemy do omówienia właściwości takich obwodów — wyjaśnimy pokrótce, co nas zmusza do stosowania filtrów pasmowych. Wiadomo, że tego rodzaju filtry stosuje się w odbiornikach w stopniach wzmacniacza pośredniej częstotliwości. Rozpatrzmy widmo częstotliwości promieniowane przez antenę radiostacji nadawczej podczas modulacji tonem prostym o częstotliwości f.

Jeżeli przez F oznaczymy częstotliwość nośną prądów w. cz. płynących w antenie nadawczej, wówczas wartość chwilową prądu w.cz. w tej antenie, zmodulowanego w amplitudzie z częstotliwością f można wyrazić wzorem:

$$i = I\,(1 + m\cos\omega t)\cos\Omega t \qquad (1)$$

gdzie

I — amplituda prądu w.cz. (prądu nośnego),

m — współczynnik głębokości modulacji,

ω — pulsacja prądu modulacyjnego $\omega = 2\pi f$

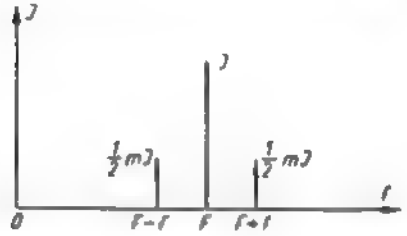
Ω — pulsacja prądu nośnego $\Omega = 2\pi F$

Powyższy wzór można rozwinąć na podstawie znanych przekształceń trygonometrycznych

$$i = I\cos\Omega t + \frac{1}{2}\,m\,I\cos(\Omega + \omega)t + \frac{1}{2}\,m\,I\cos(\Omega - \omega)t \qquad (2)$$

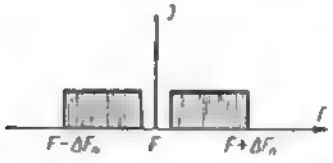
Pierwszy wyraz po prawej stronie wzoru (2) przedstawia prąd nośny niezmodulowany, dwa dalsze wyrazy natomiast przedstawiają tzw. częstotliwości boczne, będące wynikiem modulacji amplitudy. Fala nośna zmodulowana w amplitudzie (1) jest więc równoważna sumie trzech fal niezmodulowanych (2) o częstotliwościach (pulsacjach) $\Omega-\omega$, Ω, $\Omega+\omega$. Natężenie fal „bocznych" (amplituda) jest równa $\frac{1}{2}mI$, czyli jest proporcjonalne do głębokości modulacji m. Przy 100% głębokości modulacji ($m=1$) natężenie każdej z fal bocznych jest połową natężenia fali nośnej. Widmo częstotliwości fali w.cz. zmodulowanej jednym tonem prostym o częstotliwości f przedstawione jest na rys. 2. Przedstawia się ono w postaci trzech prążków o częstotliwościach $F-f$, F, $F+f$.

Jeżeli prąd nośny zmodulowany jest równocześnie kilku tonami (muzyka), wówczas pojawia się po każdej stronie częstotliwości nośnej F kilka prążków. Każdemu tonowi odpowiada para



Rys. 2. Widmo fali w. cz. zmodulowanej tonem prostym o częstotliwości $f = \Delta F_o$

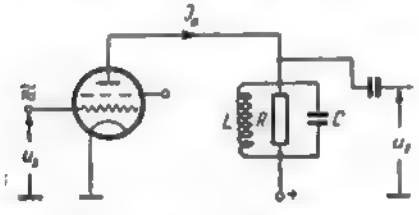
prążków rozmieszczonych symetrycznie po obu stronach częstotliwości nośnej F. Jeżeli oprócz tego wysokość poszczególnych tonów się zmienia, wówczas stacja nadawcza promieniuje całe „widmo" częstotliwości, składające się oprócz fali nośnej z dwóch symetrycznych „wstęg" bocznych o szerokości



Rys. 3. Boczne wstęgi modulacyjne z falą nośną. Najwyższa częstotliwość modulująca $f = \Delta F_o$

$\Delta F_o = f_m$ przy czym f_m oznacza najwyższą przekazywaną częstotliwość (modulującą) — rys. 3. W radiofonii najwyższa przekazywana częstotliwość wynosi $\Delta F_o = 10$ kHz.

Informacja przekazywana za pomocą fali nośnej F_o zmodulowanej w amplitudzie mieści się całkowicie w każdej ze wstęg bocznych; dlatego też przy odbiorze zależy nam na tym, aby



Rys. 4. Pojedynczy obwód rezonansowy jako filtr w. cz.

odbiornik „przepuszczał" całe widmo częstotliwości promieniowane przez nadajnik. Szerokość tego widma wynosi $2\Delta F_o$. Równocześnie jednak wymagamy, aby wszystkie częstotliwości leżące poza tym widmem były możliwie jak najsilniej tłumione. Z tego względu konieczne jest stosowanie w odbiornikach filtrów pasmowych. Najprostszym filtrem pasmowym jest pojedyńczy obwód rezonansowy L, C. Przeważnie jest on włączony jako obwód równoległy między anodę pentody w. cz. a źródło zasilania prądu stałego — rys. 4. Prąd anodowy pentody $I_a = S \cdot U_s$ modulowany przez zmienne napięcie siatkowe lampy U_s przepływa przez obwód rezonansowy, wywołując na nim spadek napięcia U_2. Napięcie to można doprowadzić do siatki następnej lampy w celu dalszego wzmocnienia.

Napięcie U_2 zależy od częstotliwości wzmacnianego sygnału. Im jest ona bliższa częstotliwości rezonansowej obwodu, tym większa jest amplituda napięcia U_2. Obliczamy zależność napięcia U_2 od częstotliwości sygnału. W tym celu oznaczamy przez Y przewodność obwodu rezonansowego dla dowolnej pulsacji Ω. Wiadomo, że Y jest sumą przewodności poszczególnych elementów obwodu:

$$Y = \frac{1}{R} + \frac{1}{L\Omega} + j\Omega C = \frac{1}{R}\left[1 + j\left(\Omega CR - \frac{R}{L\Omega}\right)\right] \quad (3)$$

R oznacza oporność wypadkową strat obwodu łącznie z opornością wewnętrzną lampy pracującej na obwód oraz z opornością upływową R_s siatki następnej lampy.

Wzór (3) można przekształcić następująco:

$$\overline{Y} = \frac{1}{R}\left[1 + j\left(\frac{\Omega}{\Omega_r} \cdot RC\Omega_r - \frac{\Omega_r}{\Omega} \cdot \frac{R}{L\Omega_r}\right)\right] \quad (4)$$

Ω_r oznacza pulsację rezonansową obwodu, czyli:

$$\Omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5)$$

W przypadku rezonansu, oporności $\Omega_r L$ i $\frac{1}{C\Omega_r}$ są sobie równe, czyli

$$C\Omega_r = \frac{1}{L\Omega_r} \quad (6)$$

Mnożąc obie strony przez R — otrzymamy

$$RC\Omega_r = \frac{R}{L\Omega_r} = Q \quad (7)$$

Q oznacza stosunek oporności rzeczywistej równoległej obwodu R do oporności indukcyjnej cewki $L\Omega_r$, albo oporności pojemnościowej $\frac{1}{C\Omega_r}$ kondensatora C w przypadku rezonansu i określa tzw. „dobroć" obwodu rezonansowego.

Podstawiając (7) do (4) — otrzymamy:

$$\overline{Y} = \frac{1}{R}\left[1 + jQ\left(\frac{\Omega}{\Omega_r} - \frac{\Omega_r}{\Omega}\right)\right] \quad (8)$$

Ponieważ interesuje nas zachowanie się obwodu tylko w sąsiedztwie częstotliwości rezonansowej Ω_r, przeto wygodnie będzie wprowadzić pojęcie „odstrojenia" obwodu od częstotliwości sygnału Ω, czyli wprowadzić zmienną $\Delta\Omega$ określoną wzorem

$$\Delta\Omega = \Omega - \Omega_r$$

gdzie $\Delta\Omega$ — odstrojenie absolutne obwodu.

Dzieląc $\Delta\Omega$ przez Ω_r — otrzymamy tzw. odstrojenie względne ε

$$\varepsilon = \frac{\Delta\Omega}{\Omega_r} = \frac{\Delta F}{F_r} \quad (9)$$

Zamiast wyrażenia $\frac{\Omega}{\Omega_r}$ podstawiamy:

$$\frac{\Omega}{\Omega_r} = \frac{\Omega_r + \Delta\Omega}{\Omega_r} = 1 + \frac{\Delta\Omega}{\Omega_r} = 1 + \varepsilon \quad (10)$$

Dla małych wartości ε czyli $\varepsilon \ll 1$, można podstawić:

$$\rightarrow = \frac{1}{1+\varepsilon} = 1 - \varepsilon \quad (11)$$

Uwzględniając (11) i (10) we wzorze (8), otrzymamy wzór ostateczny na przewodność obwodu rezonansowego:

$$Y = \frac{1}{R}[1 + j \cdot Q \cdot 2\varepsilon] \quad (12)$$

Wyrażenie

$$\frac{\Omega}{\Omega_r} - \frac{\Omega_r}{\Omega} = 2\varepsilon \quad (13)$$

nazywamy podwójnym odstrojeniem względnym obwodu.

Wartość bezwzględna przewodności zespolonej Y jest równa

$$Y = \frac{1}{R}\sqrt{1 + 4Q^2\varepsilon^2} \quad (14)$$

Wobec tego oporność pozorna obwodu, jako odwrotność przewodności Y, jest równa:

$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{R}{\sqrt{1+4Q^2\varepsilon^2}} \quad (15)$$

Napięcie U_2 na zaciskach obwodu, wywołane prądem lampy $S \cdot U_s$, obliczymy następująco:

$$U_2 = \frac{S \cdot U_s \cdot R}{\sqrt{1+4Q^2\varepsilon^2}} \quad (16)$$

W przypadku rezonansu, a więc dla $\varepsilon = 0$, wartość napięcia U_2 jest maksymalna i równa:

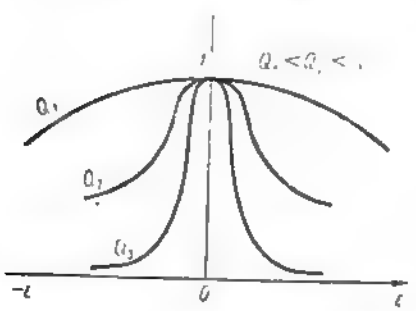
$$U_{2m} = S \cdot R \cdot U_1 \qquad (17)$$

Charakterystyką częstotliwości układu nazywamy wykres stosunku $\frac{U}{U_{2m}}$ w zależności od odstrojenia ε

$$\frac{U_2}{U_{2m}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2\varepsilon^2}} \qquad (18)$$

Ze wzoru (18) można wykreślić charakterystykę filtru, jaki przedstawia pojedynczy obwód rezonansowy. Charakterystyka ta jest symetryczna w stosunku do częstotliwości rezonansowej F_r ($\varepsilon = 0$) i zależna od parametru Q, czyli od dobroci obwodu. Na rys. 5 przedstawione są trzy charakterystyki należące do obwodów o różnych dobrociach. Z rysunku widać, że im mniejsze jest Q, tym charakterystyka jest bardziej płaska i obwód mniej selektywny.

Przez „szerokość" krzywej rezonansowej, czyli szerokość przepuszczanego



Rys. 5. Krzywe rezonansowe obwodów o różnej dobroci

widma częstotliwości rozumiemy widmo częstotliwości, które obwód przepuszcza, tłumiąc skrajne częstotliwości widma nie więcej niż o 3 dB — (rys. 6), co odpowiada wartości stosunku $\frac{U_2}{U_{2m}}$ równej $\frac{1}{\sqrt{2}}$ czyli 0,7. Podstawiając tę wartość do (18) — otrzymamy

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^2\varepsilon_0^2}}$$

Stąd

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{2Q} \qquad (19)$$

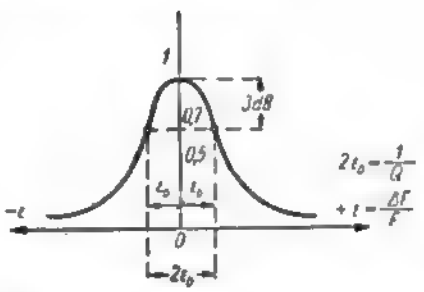
Szerokość pasma przenoszonego przez pojedynczy obwód rezonansowy jest równa

$$2\varepsilon_0 = 2\frac{\Delta F_0}{F_r} = \frac{1}{Q} \qquad (20)$$

Absolutną szerokość „filtru" jednoobwodowego określa wzór

$$2\Delta F_0 = \frac{F_r}{Q} \qquad (21)$$

Jest to bardzo prosty wzór, który można łatwo zapamiętać.



Rys. 6. Szerokość krzywej rezonansowej obwodu $2\varepsilon_0$

Jeżeli chcemy, aby obwód rezonansowy przepuszczał jeszcze częstotliwość $f = 10$ kHz, wówczas $\Delta F_0 = f = 10$ kHz. Dobroć obwodu powinna wynosić:

$$Q = \frac{F_r}{2\Delta F_0} = \frac{F_r}{20\,000}$$

Dla fali $\lambda = 300$ m, czyli $F_r = 10^6$ Hz otrzymamy:

$$Q = \frac{10^6}{2 \cdot 10^4} = 50$$

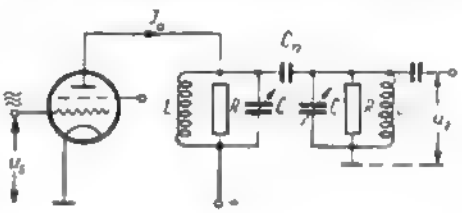
Dla fali $\lambda = 2\,000$ m, czyli $F_r = 150$ kHz, wymagana dobroć obwodu rezonansowego jest równa:

$$Q = \frac{150 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^4} = 7{,}5$$

Ze wzoru (21) wynika, że szerokość przypuszczanego pasma częstotliwości jest tym większa, im większa jest częstotliwość rezonansowa obwodu F_r (przy tej samej dobroci obwodu Q). Wynika stąd wniosek, że przenoszenie szerokich pasm częstotliwości przy zastosowaniu obwodów rezonansowych możliwe jest jedynie przy zastosowaniu fal bardzo krótkich (duże F_r). Dlatego też telewizja, która stosuje widmo częstotliwości do 6 MHz, wykorzystuje fale nośne poniżej 10 metrów.

Wracając jednak do odbioru fonii na falach długich i średnich widzimy, że obwody o dobroci rzędu 100, a tego rodzaju obwody stosuje się w odbiornikach, nie przepuszczają widma częstotliwości o szerokości 20 kHz. Tego rodzaju obwody tłumią wyższe częstotliwości modulujące, czyli wysokie tony.

Dla zwiększenia szerokości przepuszczanego pasma, stosuje się jako filtry pasmowe dwa sprzężone ze sobą obwody rezonansowe. Sprzężenie może być indukcyjne lub pojemnościowe. Układ filtru pasmowego złożonego z obwodów sprzężonych pojemnościowo pokazany jest na rys. 7. Wielkość



Rys. 7. Filtr pasmowy złożony z dwóch obwodów równoległych, sprzężonych pojemnościowo

sprzężenia zależy od pojemności kondensatora C_{12}.

Załóżmy, że oba obwody rezonansowe sprzężone posiadają jednakową dobroć Q i jednakowe elementy L, C. Stosunek pojemności sprzęgającej C_{12} do pojemności C określa tzw. współczynnik sprzężenia k.

$$k = \frac{C_{12}}{C} \qquad (22)$$

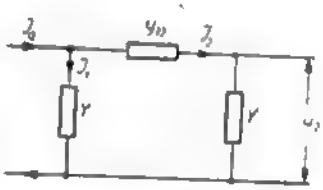
Jeżeli pojemności C_1 i C_2 obu obwodów nie są jednakowe, wówczas k określa się wzorem:

$$k = \frac{C_{12}}{\sqrt{C_1 C_2}} \qquad (23)$$

Oznaczmy przewodność każdego z obwodów przez Y, a przewodność gałęzi sprzęgającej przez

$$y_{12} = \cdot C_{12}\Omega \qquad 24)$$

Możemy zastąpić układ z rys. 7 układem pokazanym na rys. 8. Prąd I_2



Rys. 8. Układ zastępczy z rys. 7

płynący przez drugi obwód obliczymy na podstawie prawa Kirchhoff'a:

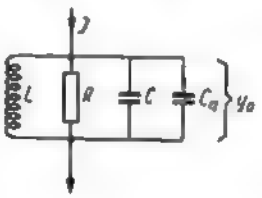
$$I_2 = I_a \frac{\frac{1}{Y}}{\frac{1}{Y} + \frac{1}{Y} + \frac{1}{y_{12}}} = I_a \frac{1}{2 + \frac{Y}{y_{12}}} \qquad (25)$$

Napięcie U_2, które powstanie na zaciskach drugiego obwodu jest równe:

$$U_2 = I_1 \cdot \frac{1}{\bar{Y}} = \frac{1}{2\bar{Y} + \frac{\bar{Y}^2}{\bar{y}_{12}}} \quad (26)$$

Łatwo zauważyć, że częstotliwość rezonansowa każdego z obwodów, czyli $\Omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ nie jest częstotliwością rezonansową zespołu obwodów sprzężonych. Każdy z obwodów jest bowiem rozstrojony równoległym przyłączeniem do niego pojemności C_{12} i drugim obwodem.

Wprowadźmy nową częstotliwość Ω_0 określoną jako częstotliwość rezonansową obwodu pojedynczego z dołączoną do niego równolegle pojemnością sprzęgającą C_{12} (rys. 9)



Rys. 9. Dla określenia częstotliwości Ω_0

$$\Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_{12})}} \quad (28)$$

Oznaczmy przewodność tego nowego obwodu rezonansowego przez $\bar{Y}_0$

$$\bar{Y}_0 = \frac{1}{R} + j\Omega C + \frac{1}{j\Omega L} + j\Omega C_{12} = \bar{Y} + \bar{y}_{12} \quad (29)$$

Wobec tego możemy podstawić:

$$\bar{Y} = \bar{Y}_0 - \bar{y}_{12} \quad (30)$$

Podstawiając powyższą zależność do wzoru (26), otrzymamy

$$U_2 = I_a \frac{1}{2\bar{Y}_0 - 2\bar{y}_{12} + \frac{\bar{Y}_0^2 - 2\bar{Y}_0\bar{y}_{12} + \bar{y}_{12}^2}{\bar{y}_{12}}}$$

albo po odpowiednim skróceniu:

$$U_2 = I_a \cdot \frac{\bar{y}_{12}}{\bar{Y}_0^2 - \bar{y}_{12}^2} \quad (31)$$

Zgodnie z (29) możemy napisać:

$$\bar{Y}_0 = \frac{1}{R} + j\Omega(C + C_{12}) + \frac{1}{j\Omega L} = \frac{1}{R}\left[1 + jR\Omega_0(C + C_{12})\left(\frac{\Omega}{\Omega_0} - \frac{\Omega_0}{\Omega}\right)\right] \quad (32)$$

albo

$$\bar{Y}_0 = \frac{1}{R}\left[1 + jQ \cdot 2\varepsilon\right] \quad (32)$$

ε — oznacza odstrojenie względne w stosunku do częstotliwości Ω_0 określonej równością (28).

Uwzględniając (32) we wzorze (31) — otrzymamy

$$U_2 = I_a \frac{\bar{y}_{12}}{\frac{1}{R^2}\left[1 + jQ2\varepsilon\right]^2 - \bar{y}_{12}^2} = \frac{R^2 \cdot \bar{y}_{12}}{1 - 4Q^2\varepsilon^2 + j4Q\varepsilon - y_{12}^2 R^2} \quad (33)$$

Podstawmy jeszcze dla uproszczenia pisowni:

$$R \cdot y_{12} = j\Omega C_{12} R = j \cdot x$$

przy czym

$$x = \Omega C_{12} R = \Omega C R \cdot \frac{C_{12}}{C} \cong Q \cdot k \quad (34)$$

otrzymamy:

$$\bar{U}_2 = I_a \frac{j \cdot Rx}{(1 + x^2) - 4Q^2\varepsilon^2 + j4Q\varepsilon} \quad (35)$$

Wartość bezwzględna napięcia wyjściowego U_2 jest równa:

$$U_2 = I_a \frac{R \cdot x}{\sqrt{(1 + x^2)^2 - 8Q^2\varepsilon^2(x^2 - 1) + 16Q^4\varepsilon^4}} \quad (36)$$

Jest to ostateczny wzór na obliczenie napięcia U_2 w zależności od odstrojenia względnego ε (względem częstotliwości Ω_0). Widać, że wykres (36) jest symetryczny względem częstotliwości Ω_0; zatem częstotliwość Ω_0 jest częstotliwością środkową filtru. Dla tej częstotliwości ($\varepsilon = 0$) wartość napięcia U_2 jest równa:

$$U_{20} = J_a \cdot R \cdot \frac{x}{1 + x^2} \quad (37)$$

Zależy ona od sprzężenia obwodów $x = k \cdot Q$. Dla $x = 1$ osiąga U_{20} wartość maksymalną i równą:

$$U_{20} = J_a \cdot R \cdot \frac{1}{2} \quad (38)$$

Jest ona — jak widać — o połowę mniejsza niż dla obwodu pojedynczego. Sprzężenie odpowiadające wartości $x = 1$ jest równe

$$k_k = \frac{1}{Q} \quad (39)$$

i nazywa się sprzężeniem krytycznym obwodów.

Dla sprzężenia krytycznego charakterystyka filtru przybiera kształt:

$$U_2 = I_a R \frac{1}{\sqrt{4 + 16Q^4\varepsilon^4}} = \frac{I_a R}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q^4\varepsilon^4}} \quad (40)$$

Porównując wzór (40) ze wzorem (18) na charakterystykę pojedynczego obwodu rezonansowego widać, że charakterystyka filtru dwuobwodowego przy sprzężeniu krytycznym szybciej opada z roztrojeniem ε niż charakterystyka pojedynczego obwodu, zamiast bowiem $Q^2\varepsilon^2$ mamy we wzorze (40) wyrażenie $Q^4\varepsilon^4$. Dla wartości $x > 1$, czyli przy sprzężeniu większym od krytycznego, występuje we wzorze (36) wyraz ujemny $8 \cdot Q^2\varepsilon^2 \cdot (x^2 - 1)$, który zwiększa napięcie U_2 przy odstrajaniu od częstotliwości Ω_0. Charakterystyka filtru posiada kształt dwugarbny z „siodełkiem" w środku — (rys. 10). Maksima „garbów" występują przy odstrojeniu ε_H, które spełnia następujący warunek

$$4Q^2\varepsilon_H^2 = x^2 - 1$$

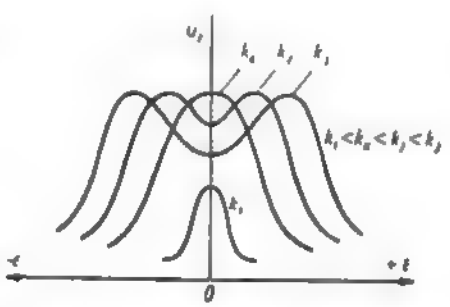
albo

$$\varepsilon_H = \pm\frac{1}{2}\sqrt{k^2 - \frac{1}{Q^2}} \quad (41)$$

Napięcie U_2 dla częstotliwości odpowiadających odstrojeniu $\pm\varepsilon_H$ jest równe:

$$\left|U_2\right|_H = \frac{J_a \cdot R}{2}$$

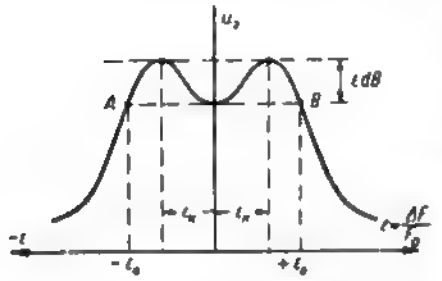
i jest niezależne od k ani od Q. Oba więc garby charakterystyki obwodów sprzężonych posiadają jednakową wysokość. Wysokość garbów pozostaje taka sama przy zwiększeniu sprzężenia



Rys. 10. Charakterystyka filtru dwuobwodowego

między obwodami, zwiększa się natomiast ich wzajemna odległość, przy czym pogłębia się coraz bardziej „siodło" charakterystyki.

Jeżeli poprowadzimy prostą poziomą i styczną do „siodła", wówczas prosta ta przetnie charakterystykę filtru w punktach *A* i *B*, które określają szerokość przepuszczanego widma częstotliwości. Odstrojenie ε_g, które odpowiada punktom *A* i *B* — (rys. 11), a więc wartości U_2 określonej w środku siodła ($\varepsilon = 0$) spełnia warunek



Rys. 11. Oznaczenia stosowane dla określenia charakterystyki filtru dwuobwodowego

$$16\ Q^4 \varepsilon_g^4 = 8\ Q^2 \varepsilon_g^2 (x^2 - 1)$$

Stąd:

$$\varepsilon_g = \pm \frac{\sqrt{x^2 - 1}}{\sqrt{2}\ Q} = \pm 0{,}7 \sqrt{k^2 - \frac{1}{Q^2}} \qquad (42)$$

oraz

$$\Delta F_0 = 0{,}7 \cdot F_0 \sqrt{k^2 - \frac{1}{Q^2}} \qquad (43)$$

Zwiększając k, czyli zwiększając sprzężenie między obwodami, możemy zwiększać szerokość pasma częstotliwości przepuszczanego przez filtr. Równocześnie jednak z poszerzaniem przepuszczanej wstęgi częstotliwości pogłębia się „siodło" charakterystyki. Nierównomierność przebiegu charakterystyki filtru w pasmie przepuszczania osiąga wartość 3 dB dla pewnego granicznego sprzężenia k_1 określonego wzorem:

$$k_1 = \frac{2{,}41}{Q} \qquad (44)$$

Dla tej granicznej wartości sprzężenia k_1 szerokość widma częstotliwości przepuszczanego przez filtr wynosi:

$$2\Delta F_0 = 1{,}4 F_0 \sqrt{\frac{2{,}41^2}{Q^2} - \frac{1}{Q^2}} = \frac{1{,}4 F_0}{Q} \sqrt{4{,}8} = \frac{3 F_0}{Q} \qquad (45)$$

Jak widać — jest ona trzykrotnie większa niż dla pojedynczego obwodu rezonansowego (wzór 21), przy czym jednak nachylenie „zboczy" charakterystyki filtru dwuobwodowego jest znacznie bardziej strome niż dla pojedynczego obwodu. Filtr dwuobwodowy zbliża się zatem bardziej do filtru idealnego o charakterystyce prostokątnej. Zastosowanie większej liczby obwodów sprzężonych pozwala na uzyskanie jeszcze korzystniejszej charakterystyki, lecz praktyczne wykonanie i strojenie takich filtrów wieloobwodowych jest kłopotliwe.

Strojenie filtru dwuobwodowego sprowadza się do ustalenia optymalnego sprzężenia między obwodami, czyli do określenia odpowiedniej pojemności C_{12}, zależnej od żądanej szerokości przepuszczanego pasma częstotliwości $2\Delta F_0$ oraz do nastrojenia zespołu obwodów sprzężonych do częstotliwości środkowej F_0, określonej wzorem (28).

Praktycznie filtr pasmowy dwuobwodowy stroi się następująco: obwód wtórny zwiera się pojemnością bardzo dużą w stosunku do C_{12}, np. kondensatorem 10 000 pF. Następnie stroi się obwód pierwotny za pomocą *C* albo rdzenia cewki *L* do rezonansu z częstotliwością F_0 generatora sygnałów w. cz. (F_0 — częstotliwość pośrednia przy wzmacniaczach pośredniej częstotliwości). Spinając z kolei obwód pierwotny pojemnością 10 000 pF, stroimy do rezonansu z częstotliwością F_0 obwód wtórny. W ten sposób zestrojony filtr posiada zawsze symetryczną charakterystykę w stosunku do środkowej częstotliwości F_0 niezależnie od tego, czy oba obwody filtru mają równe elementy. Symetryczna charakterystyka filtru w stosunku do F_0 jest konieczna w przypadku, gdy chcemy uzyskać po detekcji niezniekształcony sygnał m. cz. Upośledzenie jednej wstęgi bocznej sygnału zmodulowanego w stosunku do drugiej, przez niesymetryczną charakterystykę filtru, powoduje zniekształcenia nieliniowe sygnału modulującego uzyskanego po zdetektowaniu.

ERRATA

Do artykułu mgr inż. Adama Komarzewskiego pt. „Samoczynny regulator barwy dźwięku" (RADIOAMATOR 5/56 str. 12) zakradł się znaczny błąd kreślarski. Lampa 6H6 (rys. 1) posiada dwie oddzielnie wyprowadzone katody i katoda lewej diody powinna być bezpośrednio uziemiona. Na rysunku katoda lewej diody nie została w ogóle narysowana.

I PLENUM NACZELNEJ RADY RADIOKLUBÓW

Dnia 25 czerwca br. odbyło się I Zebranie Plenarne Naczelnej Rady Radioklubów LPŻ. W myśl regulaminu radioklubów, uchwalonego dnia 18 marca na Krajowej Naradzie Radioamatorów — w skład NRR wchodzą wybrani delegaci radioklubów z całej Polski (1 delegat na 100 członków radioklubów). Obok delegatów uczestniczyli w zebraniu członkowie ustępującej Naczelnej Komisji Organizacyjnej Radioklubów, wybranej 18 marca dla pełnienia tymczasowo funkcji NRR oraz przedstawiciele Komitetu Centralnego PZPR, Prezydium ZG LPŻ, Zarządów Wojewódzkich LPŻ, Ministerstwa Łączności, Szefostwa Wojsk Łączności MON, PLL „Lot", Ministerstwa Żeglugi, Polskiego Radia i Przemysłu Radiotechnicznego.

Referat sprawozdawczy NKOR wygłosił A. Jegliński. Nad referatem odbyła się dyskusja, w której zabierali głos liczni uczestnicy Plenum. Obok niejednokrotnie ostrej krytyki — większość wypowiedzi zawierała konstruktywne wnioski, które przedyskutowano, zredagowano i przegłosowano jako uchwały I Plenum NRR.

Następnie odbyły się wybory do Prezydium NRR oraz ukonstytuowanie Prezydium. Przewodniczącym został A. Jegliński SP1CM, z-cą przewodniczącego d/s KF M. Martewicz SP2CO, z-cą przewodniczącego d/s UKF W. Nietyksza SP5FM. W skład Prezydium weszli ponadto J. Szczęśniak SP9KJ, R. Łukowicz SP6BW, Z. Pollo SP9EC, Z. Musiałowicz oraz inż. Lichnowski jako przedstawiciel przemysłu radiotechnicznego inż. Kosiarski SP5AY — przedstawiciel Polskiego Radia, inż. Ryciak — przedstawiciel Ministerstwa Żeglugi, inż. Widelski — przedstawiciel Centralnego Zarządu Radiostacji MŁ, ppłk. Kuźmicki — przedstawiciel MON i inż. Buczyłko — przedstawiciel PLL „Lot". W myśl § 34 regulaminu radioklubów dokooptowano do Prezydium ppłk. M. Dmitrzaka, któremu powierzono jednocześnie funkcję z-cy przewodniczącego d/s szkolenia. Wybór sekretarza odłożono do zebrania Prezydium.

Prezydium NRR zbierać się będzie normalnie w poniedziałki, dwa razy w miesiącu, w sali konferencyjnej ZG LPŻ.

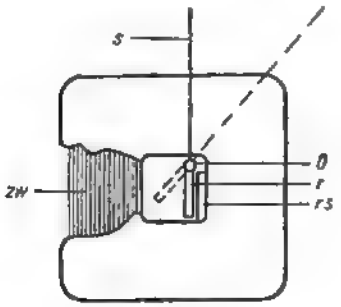
KAZIMIERZ WOLIŃSKI

Elektromagnetyczny przyrząd pomiarowy o odpychanym rdzeniu

W NUMERZE lutowym RADIOAMATORA opisany został przyrząd magnetoelektryczny, do budowy którego użyto magnesu z głośnika dynamicznego. Z uwagi na to, że nie każdy radioamator taki magnes posiada oraz licząc się z trudnościami wykonania przyrządu przy użyciu skromnego zasobu narzędzi — podaję teraz opis przyrządu pomiarowego, którego wykonanie nie sprawi żadnych trudności nawet mało zaawansowanemu radioamatorowi. Przyrządem tym jest woltomierz elektromagnetyczny o odpychanym rdzeniu.

Rysunek 1 przedstawia schematycznie jego konstrukcję.

Wewnątrz cewki o dużej ilości zwojów cienkiego drutu *(zw)* umieszczone są dwa rdzenie (blaszki) z miękkiego



Rys. 1

żelaza. Jeden rdzeń stały *(rs)* jest umocowany przy wewnętrznej ściance cewki, drugi zaś *(r)*, stanowiący część układu ruchomego, jest złączony na stałe z osią *(o)* układu ruchomego i ze strzałką *(s)*.

Przed włączeniem prądu, rdzeń ruchomy wraz ze strzałką znajduje się w równowadze trwałej, przy czym środek ciężkości mieści się tuż pod punktem oparcia (zawieszenia). Rdzeń ruchomy wraz ze strzałką tworzą rodzaj wahadła.

Gdy do końców cewki przyłożymy napięcie elektryczne stałe, wówczas pod wpływem prądu płynącego przez uzwojenie powstanie wewnątrz cewki silne pole magnetyczne, które będzie magnesować obie blaszki. Blaszki-elektromagnesy będą zwrócone do siebie biegunami jednoimiennymi i zaczną się odpychać. Ponieważ jeden rdzeń jest ruchomy, zostanie on odepchnięty od rdzenia stałego, co w konsekwencji spowoduje obrót osi i strzałki (rys. 1, linia przerywana). Wielkość kąta obrotu strzałki będzie zależna od wielkości prądu płynącego przez uzwojenie cewki, a więc i od przyłożonego napięcia.

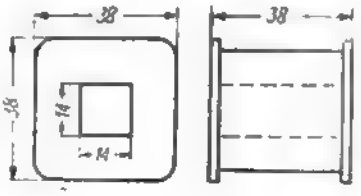
Gdy przepływ prądu przez cewkę zostanie przerwany, powróci ona do stanu równowagi (położenie zerowe) wskutek działania siły ciężkości rdzenia ruchomego (momentem zwrotnym w przyrządzie modelowym jest sama siła ciężkości, a nie sprężynka spiralna, jak w przyrządzie fabrycznym).

W przypadku włączenia cewki w obwód prądu zmiennego, strzałka również się wychyli, gdyż przy zmianie kierunków prądu zmieniać się będzie równocześnie biegunowość obu elektromagnesów (rdzeni). Rdzenie — przemagnesowując się — będą stale zwrócone do siebie (podobnie jak przy przepływie prądu stałego) biegunami jednoimiennymi i zaczną się odpychać. Widzimy, że przyrząd elektromagnetyczny służyć może jednocześnie do pomiaru napięcia oraz natężenia prądu stałego i zmiennego.

W amatorskim wykonaniu przyrząd składa się z czterech zasadniczych części: cewki, układu odchylającego (dwóch rdzeni), przełącznika wraz z opornikami oraz obudowy ze skalą.

CEWKA

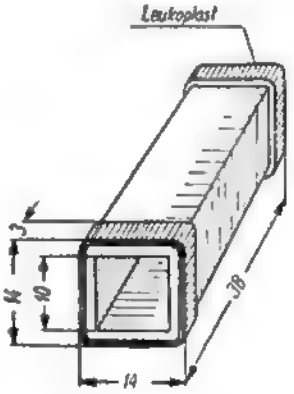
Do wykonania cewki wykorzystamy karkas (rys. 2) wraz z uzwojeniami pierwotnym i wtórnym transformatora międzylampowego (rdzeń usuwamy). Chcąc mieć przyrząd o większej oporności wewnętrznej, dowijamy na uzwo-



Rys. 2

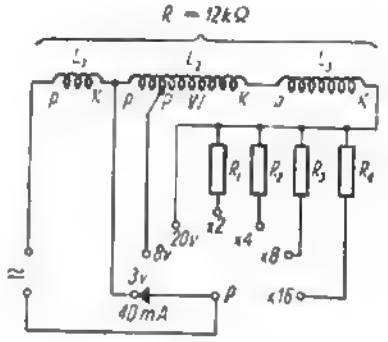
jeniu wtórnym (zwykle pozostaje jeszcze dużo wolnego miejsca) drut o średnicy 0,05 do 0,1 mm, np. z drugiego transformatora międzylampowego, aż do całkowitego wypełnienia karkasu.

Dla zakresu niskonapięciowego (—3 V), jak również w celu wykorzystania przyrządu jako miliamperomie-



Rys. 3

rza, należy dodatkowo dowinąć niewielką stosunkowo ilość zwojów drutu od strony wewnętrznej karkasu.

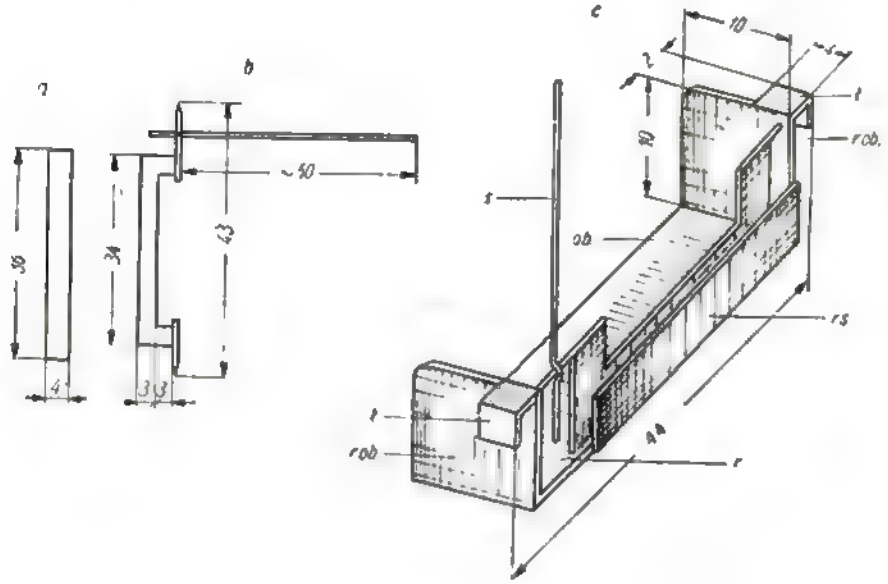


Rys. 4

Wykonamy to w następujący sposób. Z cienkiego kartonu sporządzamy karkasik o wymiarach jak na rys. 3 (porównaj z zewnętrznymi wymiarami karkasu na rys. 2). Po nawinięciu około 1000 zwojów drutem o średnicy 0,1 — 0,2 mm, wsuwamy karkasik do wnętrza cewki. Powinien on wejść dość ciasno; w tym celu należy ewentualnie dowinąć lub odwinąć odpowiednią ilość zwojów. Dla lepszego umocowania nawiniętej cewki zalewamy narożne szczeliny między obu karkasami roztopionym woskiem z kalafonią. Przy nawijaniu dodatkowych uzwojeń przestrzegamy jednokierunkowości nawinięć (!). Wszystkie uzwojenia łączymy szeregowo (rys. 4).

UKŁAD ODCHYLAJĄCY (DWÓCH RDZENI)

Do wykonania układu odchylającego użyjemy twardej blachy mosiężnej (0,3 — 0,5 mm), dwóch blaszek z rdzenia transformatorowego międzylampowego, dwóch odłamków igieł do szycia oraz dwóch odłamków żyletki.



Rys. 5

Rysunki 5a, b, c, podają wymiary oraz wskazują na sposób wykonania.

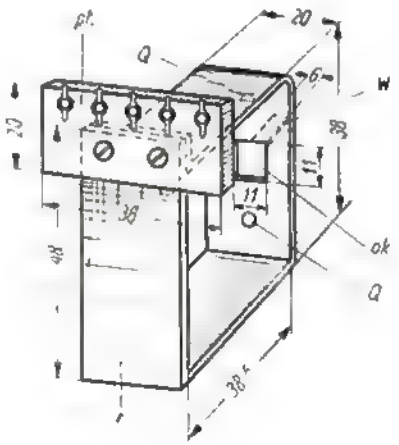
Z blachy mosiężnej sporządzamy obudowę układu odchylającego (rys. 5c), którą równocześnie wykorzystujemy do wykonania łożysk *(l)* dla osi rdzenia ruchomego *(r)*. Rdzeń stały *(rs)* przylutowujemy do brzegów obudowy układu, a odłamki żyletki — do łożysk naprzeciw otworów dla osi. Stalowe wstawki z żyletki zapobiegają kaleczeniu mosiężnych ścianek łożysk przez ostrza osi wykonanych z odłamków igły i zmniejszają tarcie. Otwory w łożyskach wykonujemy w rogach ramion obudowy *(r ob)* w odległości 1 mm od brzegów za pomocą igły. Ich obrzeża powinny być gładkie bez zadr, co łatwo stwierdzić patrząc przez lupę. Osie rdzenia ruchomego wsuwamy w otwory łożysk, odchylając uprzednio lekko ramię obudowy od strony strzałki. Strzałkę *(s)* wykonaną z miedzianego drutu emaliowanego o średnicy 0,3 — 0,4 mm przylutowujemy od dłuższej osi rdzenia (rys. 5b). Długość strzałki ustalamy doświadczalnie przez stopniowe jej skracanie, aż do chwili, w której zajmie ona położenie pionowe. Zbyt długa bowiem strzałka powoduje pochylenie się układu strzałką w dół, zbyt krótka — zmniejszy czułość przyrządu. O właściwym doborze długości strzałki zadecyduje sposób jej wychylania się z położenia pionowego. Już przy bardzo lekkim dmuchnięciu w nią z boku strzałka powinna wychylać się i powracać do pionowego ustawienia zerowego powolnym, ale p e w n y m ruchem. Aby strzałka była sztywna, drut uprzednio rozciągamy aż do zerwania i wykorzystujemy odpowiedni kawałek.

OBUDOWA I SKALA

Zanim umieścimy przyrząd w obudowie (pudełku) należy wykonać przedtem uchwyt cewki (karkasu). Wykonamy go z paska blachy aluminiowej lub cynkowej o wymiarach: 134 mm × 20 mm × 1 mm (0,5 mm). Jak widać z rysunku 6, z paska tego uformowana jest ramka *(r)*, której końce połączone są dwoma wkrętami. Tymi samymi wkrętami uchwycona jest również płytka izolacyjna *(pł)* z końcówkami, do których przylutowujemy wyprowadzenia cewki. W przedniej ściance ramki wycinamy „okienko" *(ok)*, przez które później wsuniemy układ odchylający. Przy wykonaniu okienka wycinamy tylko połowę powierzchni blachy, pozostałą zaś połowę nadcinamy z dwóch stron i zaginamy pod kątem prostym na zewnątrz ramki, przez co powstaje odpowiedni występ *(w)*. Po wsunięciu układu odchylającego do wnętrza cewki o ten właśnie występ opierać się będzie przednie ramię obudowy układu odchylającego (r ob — rys. 5), dociskając go tym samym do dna karkasu Tylne ramię obudowy układu odchylającego jest wewnątrz karkasu i opiera się o jego ścianę. Dwa gwintowane otwory *(o)* powyżej i poniżej „okienka" służą do przymocowania uchwytu cewki dwoma wkrętami do czołowej ściany obudowy przyrządu (można również przynitować lub przylutować).

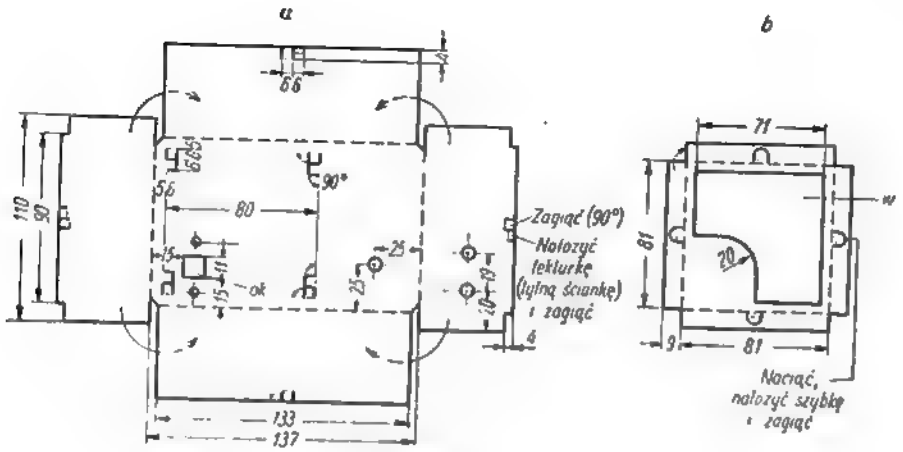
Obudowę sporządzamy z 0,5 mm blachy cynkowej według rys. 7a, b. Po uformowaniu pudełka, miejsca połączeń bocznych ścian lutujemy po ich zewnętrznej stronie w celu wyrównania nierówności powstałej z nałożenia na siebie sąsiednich ścian (nakładamy nieco więcej cyny, a niedokładność w lutowaniu wyrównujemy pilnikiem).

Narożne nacięcia w kształcie litery Y tworzące dwa kwadraty służą do wykonania występów, na które nałożymy ramkę skali, a dwa otwory *(o)* przy „okienku" — do połączenia wkrętami uchwytu cewki ze ścianą czołową obudowy przyrządu. Otwory i „okienka" powinny odpowiadać sobie po włożeniu uchwytu wraz z cewką w dolny róg pudełka.



Rys. 6

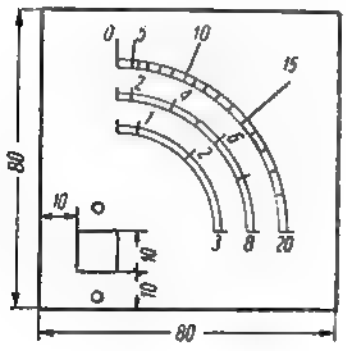
Ramkę skali (rys. 7b) sporządzamy również z blachy cynkowej. Po zagięciu bocznych ścian i zlutowaniu ich krawędzi wycinamy otwór *(w)*. Czte-



Rys. 7

ry nacięcia w bocznych ściankach służą do przytrzymania szybki.

Skalę wycinamy z brystolu według rys. 8 i naklejamy na ścianie czołowej przyrządu. Do tejże ściany przy-



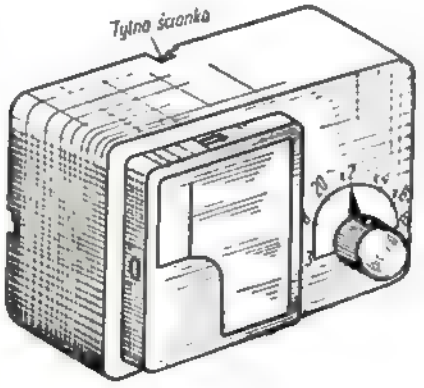
Rys. 8

kręcamy również przełącznik, a połączenia robimy według rys. 4. Gniazdka wyjściowe (odizolowane od blachy) umieszczamy na prawej bocznej ścianie obudowy.

SKALOWANIE

Do skalowania [1]) potrzebne są bateryjki od latarki kieszonkowej. Łącząc odpowiednią ilość ogniw (1,5 V) z gniazdkami wyjściowymi, ustalamy zakresy dla poszczególnych odgałęzień cewki (rys. 4). Zmniejszając napięcie, np. co 1,5 V, zaznaczamy kreską na łuku odpowiedniego zakresu każdorazowe wychylenie strzałki i wpisujemy odpowiednią cyfrę. Dla wyznaczenia zakresów napięć większych od tego, dla którego została włączona całkowita ilość zwojów cewki (w przyrządzie modelowym dla 20 V) — stosujemy obliczenie. Dzieląc oporność cewki *Rc* (12 000 Ω) przez napięcie *U* (20 V) otrzymujemy oporność przyrządu przypadającą na 1 wolt zakresu, która w naszym przypadku wynosi 600 Ω/V. Znając *R*/1V łatwo obliczymy wartość opornika Ro włączonego szeregowo w obwód cewki przy żądanym zakresie napięciowym. Wyniesie ona $RO = R/1V \cdot U - RC$.

Ponieważ kąt wychylenia strzałki jest proporcjonalny do kwadratu napięcia, co uwidacznia się zagęszczeniem podziałki na początku skali, wskazane jest, aby współczynnik narastania poszczególnych zakresów nie był duży (nie większy od 4). Przy współczynniku 2 i początkowym zakresie 20 V następne zakresy będą wynosiły 40 V, 80 V, 160 V, 320 V.



Rys. 9

[1]) Skalowanie powinno być dokonywane za pomocą dobrego przyrządu uniwersalnego. W bardziej prymitywnych warunkach można sobie radzić stosując świeże bateryjki, których napięcie wynosi 1,5 wolta na jedno ogniwo. Sposób ten jest oczywiście bardzo niedokładny.

Przy takim doborze napięć, łuk na skali może być wspólny dla wszystkich 5 zakresów (opis cyfrowy działek dla 20 V). Przerzucając przełącznik na przykład na zakres „x 8" (160 V), mnożymy liczbę działki, na której zatrzymała się wskazówka przy pomiarze — przez 8 i otrzymujemy wynik.

Przykład: przy nastawionym przełączniku na ten zakres strzałka podczas pomiaru zatrzymała się na 12 działce. Oznacza to, że przyłożyliśmy do przyrządu napięcie 12 V × 8 = 96 V.

Dla nadania estetycznego wyglądu przyrządowi malujemy obudowę czarnym lakierem, a łuki i napisy na skali wyciągamy czarnym tuszem. Układ odchylający wsuwamy do wnętrza cewki, aż do oparcia się go o tylną ściankę ramki uchwytu cewki. Wskazówka powinna wtedy znajdować się w odległości około 1 mm od skali; gdyby ją dotykała, trzeba układ odchylający nieco wysunąć. Rdzeń ruchomy spełnia równocześnie rolę tłumika powietrznego, który powoduje szybkie ustalenie się wychylenia strzałki. Najniższy zakres (3 V) możemy również wykorzystać jako miliamperomierz. Dzieląc zakres woltomierza (3 V) przez oporność cewki na tym zakresie (80 Ω), otrzymujemy zakres miliamperomierza, który w naszym przypadku wynosi 40 mA. Rys. 9 przedstawia zewnętrzny wygląd przyrządu.

KRAJOWA PRODUKCJA ODBIORNIKÓW

Przemysł krajowy dostarczył na rynek w 1955 r. 460 tys. odbiorników. Tegoroczna produkcja wzrośnie o 100 tys. sztuk i wyrazi się pokaźną liczbą 560 tys. aparatów. Wysiłek zakładów produkcyjnych będzie skoncentrowany nie tylko wokół efektów ilościowych; ambicją naszego przemysłu radiotechnicznego jest systematyczne zwiększanie asortymentów modeli i opracowywanie wysokosprawnych układów opartych na najbardziej nowoczesnych rozwiązaniach konstrukcyjnych, a więc i wprowadzanie sprzętu wysokiej jakości.

Prócz kilku nowych udoskonalonych modeli (w tym i klawiszowego) — ukaże się w sprzedaży ok. 10 tys. odbiorników turystycznych.

Inż. ZDZISŁAW DUBIK

JAK PRACUJE TELEKINO?

W niniejszym artykule autor opisuje zasadę działania telekina bez projektora kinowego o ciągłym przesuwie taśmy filmowej, z wybieraniem za pomocą ruchomego strumienia świetlnego. System ten jest stosowany w Doświadczalnym Ośrodku Telewizyjnym w Warszawie.

W NOWOCZESNEJ technice telewizyjnej ważną rolę odgrywa telekino, większość bowiem programów nadawana jest z taśmy filmowej. Ponadto telekino stanowi wydatną pomoc dla reżysera opracowującego nadawane ze studia programy telewizyjne, pozwala na przeniesienie akcji rozgrywającej się w studio poza jego mury (nakładanie obrazu wizyjnego na obraz filmowy). Film w telewizji odgrywa podobną rolę jak taśma z nagranymi efektami akustycznymi w radiofonii.

Stosowane w telewizji urządzenia do nadawania filmów obejmują:

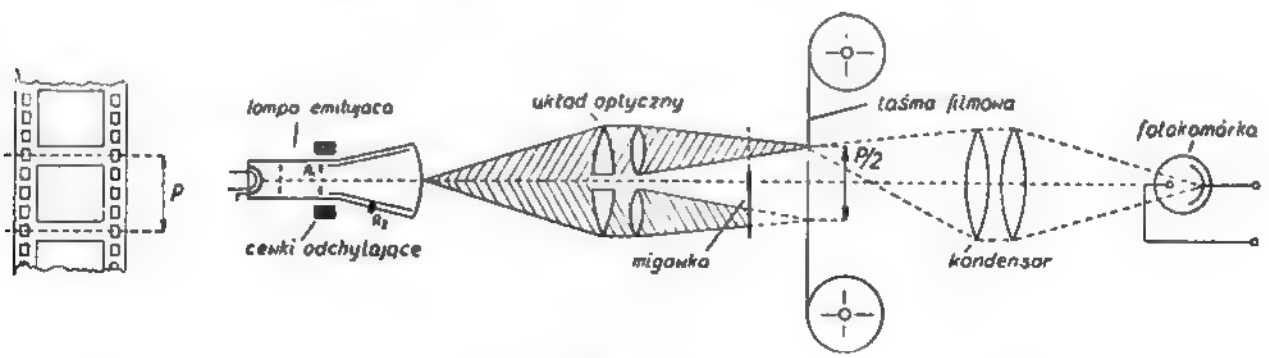
1) telekina z projektorem filmowym:
   a) telekino z projektorem kinowym o skokowym przesuwie taśmy (25 klatek na sekundę);
   b) telekino z projektorem kinowym o ciągłym przesuwie taśmy z wyrównaniem optycznym.
2) telekino bez projektora kinowego o ciągłym przesuwie taśmy filmowej z wybieraniem za pomocą ruchomego strumienia świetlnego (punkt świetlny poruszający się w poprzek taśmy filmowej).

W obu powyższych systemach stosowana jest specjalna kamera telewizyjna przystosowana do współpracy z projektorem.

Chciałbym nieco bliżej zapoznać Czytelników z ostatnim systemem, jest on bowiem stosowany w Doświadczalnym Ośrodku Telewizyjnym w Warszawie.

Zasada działania tego systemu przekazywania filmów przedstawiona jest schematycznie na rys. 1. Jak widać, w skład systemu wchodzą:

1) lampa emitująca, podobna do zwykłego kineskopu z tą tylko różnicą, że warstwa fluoryzująca ekranu jest bardziej fotoaktywna niż w zwykłych kineskopach, a punkt świetlny ma większą jaskrawość,
2) system soczewek tworzących układ optyczny, który wytwarza wyraźny, lecz pomniejszony obraz plamki świetlnej lampy emitującej na taśmie filmowej,
3) kondensor, który rzuca na fotokomórkę strumień świetlny, po przejściu przez taśmę filmową,
4) fotokomórka.



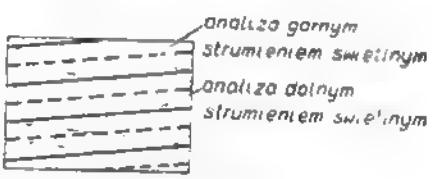
Rys. 1

Samo działanie urządzenia jest następujące:

Punkt świetlny o stałym natężeniu świetlnym (jaskrawości) porusza się na ekranie lampy emitującej podobnie jak w kineskopie, rysując jasne, poziome linie. Równocześnie strumień elektronów odchylany jest w kierunku pionowym. Układ soczewek rzuca obraz punktu świetlnego z ekranu lampy emitującej na taśmę filmową, przy czym dzięki specjalnej konstrukcji soczewek obraz punktu zostaje rozszczepiony na dwa obrazy, czyli na dwa punkty świetlne poruszające się synchronicznie w odstępie pionowym $\frac{p}{2}$ od siebie (p — wysokość klatki filmowej). Obracająca się migawka przesłania na przemian górną i dolną część strumienia świetlnego.

Prześledźmy analizę jednej klatki filmowej.

Górny strumień świetlny analizuje ruchem poziomym kolejne linie obrazka filmowego, poruszając się przy tym z dołu do góry, a więc w kierunku przeciwnym do ruchu taśmy filmowej, która przesuwa się ruchem jednostajnym z góry na dół. Po upływie 1/50 sekundy punkt świetlny przesunie się o pół klatki w górę; równocześnie film przesunie się w tym samym czasie o pół klatki w dół. W rezultacie w czasie 1/50 sekundy przeanalizowana zostaje na filmie cała klatka (jeden obrazek filmu). Po przeanalizowaniu obrazka przez górny strumień świetlny migawka przesuwa się w górę, przysłaniając górny i odsłaniając dolny strumień świetlny, który zaczyna analizować ten sam obrazek filmu po raz drugi, gdyż w międzyczasie obrazek ten zdążył przesunąć się w dół o pół klatki. Druga analiza tego samego obrazka jest już międzyliniowa, tzn., że dolny strumień świetlny porusza się wzdłuż linii przesuniętych nieco w stosunku do linii wybranych przez górny strumień świetlny. Jest to tzw. wybieranie międzyliniowe. Linie, które były już uprzednio wybrane, są pominięte, a dolny strumień świetlny analizuje miejsce znajdujące się pomiędzy uprzednio wybranymi liniami (rys. 2).



Rys. 2

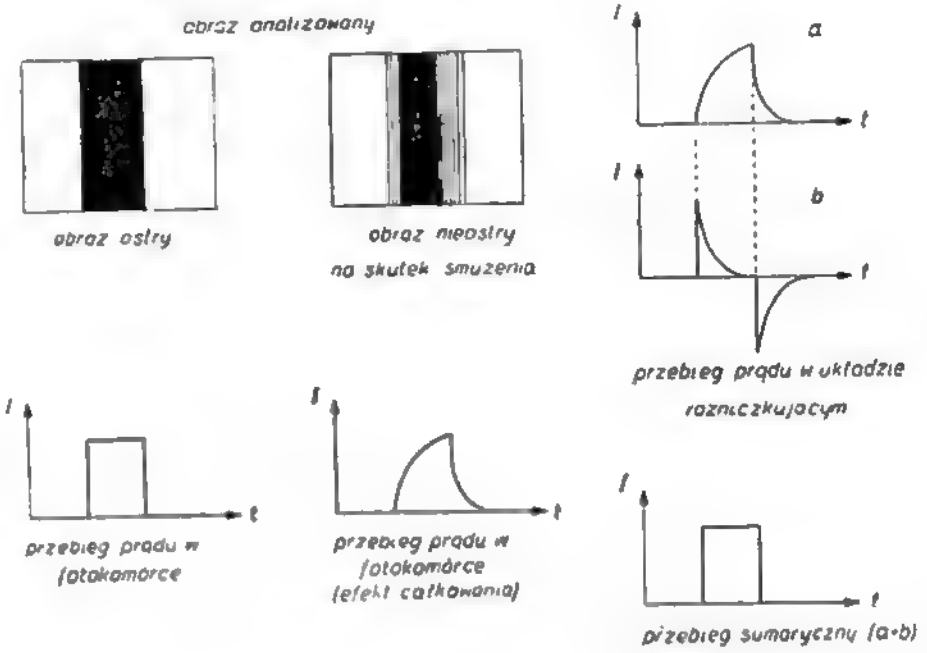
Wybieranie międzyliniowe jest powszechnie stosowane w telewizji i ma na celu zmniejszenie efektu migotania. Przy wybieraniu kolejnoliniowym ilość zmian obrazów wynosiła 25 na sekundę. Dzięki wybieraniu międzyliniowemu ilość przesyłanych obrazków w czasie jednej sekundy wzrasta do 50. Ponieważ na taśmie filmowej przesuwa się 25 obrazków na sekundę, przeto każdy obrazek filmu musi być analizowany dwukrotnie. Regulacja rozstawienia soczewek układu optycznego pozwala na prawidłowe ustawienie wybierania międzyliniowego.

Bardzo ważnym elementem w opisywanej aparaturze jest lampa emitująca. Plamka świetlna na ekranie tej lampy powinna mieć jak największą jaskrawość. Jest ona bowiem źródłem strumienia świetlnego rzutowanego za pomocą soczewek poprzez obrazek filmu na komórkę fotoelektryczną.

Z uwagi na znikomo małe wymiary geometryczne plamki świetlnej na lampie emitującej jaskrawość plamki musi być duża, aby ilość światła padająca na fotokomórkę była wystarczająca dla zapewnienia prawidłowego działania fotokomórki. Przy zbyt słabym świetle padającym na fotokomórkę, poziom sygnałów na jej wyjściu byłby za mały w stosunku do poziomu szumów. Dlatego też lampa emitująca zasilana jest napięciem 25 kV.

Duża jaskrawość plamki na ekranie lampy emitującej nie jest jedynym warunkiem stawianym lampie. Bardzo ważny jest również czas poświaty luminoforu na ekranie lampy. Czas ten powinien być jak najkrótszy. Idealną lampą byłaby lampa bez poświaty. Luminofor lampy powinien natychmiast zaświecić w chwili, gdy padnie na niego strumień elektronów i natychmiast zgasnąć, skoro strumień elektronów przesunie się w inne miejsce ekranu. W rzeczywistości idealnych warunków żadna lampa nie spełnia. Czasu poświaty nie można zredukować wiele poniżej 1 μ sek., a to nie wystarcza do uzyskania ostrych konturów plamki świetlnej na ekranie lampy emitującej w przypadku, gdy strumień elektronów porusza się wzdłuż linii poziomych. Czas wybierania jednej linii wynosi 64 μ sek, a więc przy czasie poświaty 1 μ sek można by otrzymać jedynie 64 punkty, gdy w rzeczywistości potrzeba przeanalizować 1900 punktów. W celu skrócenia czasu poświaty zakłada się na fotokomórkę filtr optyczny przepuszczający jedynie promienie fiołkowe i ponadfiołkowe, dla których czas poświaty jest znacznie krótszy.

Jednakże zabieg ten nie jest wystarczający i w rezultacie zamiast ostrej plamki otrzymujemy przesuwającą się smugę świetlną (efekt smużenia). Efekt ten można jednak skompensować na drodze elektrycznej. Wyobraźmy sobie, że na obrazku filmowym znajduje się przezroczysty pasek na nieprzezroczystym tle, o ostrych konturach (rys. 3). Gdy pasek ten zostaje nie prześwietlony przez poruszającą się poziomo smugę świetlną (zamiast ostrego punktu), wówczas prąd w fotokomórce będzie miał przebieg jak na rys. 3b. Brzegi paska są zamazane. Przebieg prądu ma charakter impulsu scałkowanego. Można przywrócić impulsowi jego właściwy kształt prostokątny przez zastosowanie po fotokomórce układu różniczkującego (rys. 3c), o regulowanej stałej czasu. Sumując oba przebiegi otrzymamy przebieg prostokątny prądu, a więc korygujemy nieostrość obrazka wywołaną „smużeniem" plamki na ekranie lampy emitującej.



Rys. 3

Warto się jeszcze zastanowić nad zdolnością rozdzielczą filmu i aparatury telewizyjnej. Zdolność rozdzielcza w kierunku poziomym różnych rodzajów filmów wynosi:

dla filmu 35 mm

negatyw oryginalny — 2000 ÷ 2200 punktów
kopia lawendowa (I pozytyw) — 1600 ÷ 2000 punktów
pozytywy eksploatacyjne wys. jakości — 1000 ÷ 1260 punktów
„ „ średn. jakości — poniżej 1000 punktów.

dla filmu 16 mm

pozytyw bez odwracania — 1000 ÷ 1100 punktów
pozytyw z negatywu — 560 ÷ 700 punktów
pozytyw z wtórnych kopii — 410 ÷ 560 punktów

Zdolność rozdzielczą aparatury telewizyjnej w kierunku poziomym można określić w przybliżeniu wzorem:

$$E_l = \frac{w}{h} \cdot n$$

gdzie E_l — ilość elementów obrazka na jednej linii poziomej,

w — szerokość obrazu,
h — wysokość obrazu,
n — liczba linii, na którą obraz zostaje rozłożony.

Dla $\frac{w}{h} = \frac{4}{3}$ oraz $n = 625$ otrzymujemy $E_l \sim 830$.

Porównując powyższą zdolność rozdzielczą z filmem możemy stwierdzić, że jakość obrazu telewizyjnego przy standarcie 625 linii niewiele odbiega od jakości przeciętnej kopii filmowej.

Inż. ZDZISŁAW BOGUCKI

GENERATOR SYGNAŁOW Z WBUDOWANYM AWOMIERZEM (cz. II)

AWOMIERZ AW8

AWOMIERZ (rys. 3) jest uniwersalnym przyrządem pomiarowym, w skład którego wchodzą:

- woltomierz prądu zmiennego (zakresy pomiarów 10 V, 100 V i 500 V);
- woltomierz prądu stałego (10 V, 100 V i 500 V);
- miliamperomierz prądu stałego (1 mA, 10 mA i 100 mA);
- omomierz (pomiar oporności od 100 do 90 000 Ω).

Zakresy pomiarów mogą ulec dowolnym zmianom w zależności od czułości zastosowanego w przyrządzie wskaźnika, a poza tym od potrzeb radioamatora.

OPIS DZIAŁANIA AWOMIERZA

Jako wskaźnik znalazł w awomierzu zastosowanie miliamperomierz magnetoelektryczny. Miliamperomierz tego typu należy do najbardziej czułych przyrządów prądu stałego, a w połączeniu z prostownikiem jest stosowany do pomiarów prądu zmiennego o częstotliwosciach akustycznych.

Przy wyborze miliamperomierza magnetoelektrycznego należy zwrócić uwagę na jego czułość prądową. Im czulszy miliamperomierz, tym mniejszy jest błąd pomiaru napięć na obwodach o dużych opornościach wewnętrznych i tym większe można mierzyć oporności. Na przykład miernikiem o czułości prądowej $I = 0{,}1$ mA i napięciu bateryjki 4,5 V można mierzyć oporności do 450 000 Ω, a przy mierniku o $I_o = 5{,}0$ mA i $U = 4{,}5$ V oporność mierzona dochodzi tylko do 9000 Ω. Jednak ze wzrostem czułości wzrasta możliwość uszkodzenia miernika przy przeciążeniu, o które nietrudno nawet przy zachowaniu największej ostrożności.

Miernik o czułości prądowej $I_o = 0{,}5$ mA jest dostatecznie czuły, a przy tym odporny na chwilowe przeciążenia.

Przy pomiarach napięć zmiennych włączamy przewody pomiarowe w gniazdka *O* i *V*~. Przełącznik ustawiamy w położeniu *1*. Prąd dopływa do miernika poprzez dwa prostowniki selenowe *S1* — *S2*.

Do pomiarów napięć stałych używamy gniazdek „*O*" i „*V* ⎓" (przełącznik w położeniu *2*). Przy pomiarach natężenia prądu ustawiamy przełącznik na 3 (gniazdka „*O*" i „*A*"), a przy pomiarach oporności na 4 lub 5 (gniazdka pomiarowe „*O*" i „Ω").

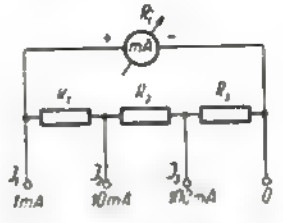
ZARYS OBLICZEŃ AWOMIERZA

Nie każdy z radioamatorów posiada miernika poprzez dwa prostowniki sześci. Zamieszczamy więc poniżej przykład obliczeń, którymi należy się kierować w przypadku innych danych wyjściowych przyrządu ew. zmienionych zakresów pomiarowych.

Dane wyjściowe miernika: miliamperomierz magnetoelektryczny, czułość prądowa $I_o = 0{,}5$ mA, oporność wewnętrzna $Ri = 1000\ \Omega$.

OBLICZENIE BOCZNIKÓW MILIAMPEROMIERZA

Schemat miliamperomierza przedstawiono na rys. 9.



Rys. 9

Tok obliczeń jest następujący:

Oporność całkowita uniwersalnego bocznika:

$$Rb = R1 + R2 + R3$$

$$Rb = \frac{Ri}{\frac{I1}{Io} - 1} = \frac{1000}{\frac{1{,}0}{0{,}5} - 1} = 1000\ \Omega$$

(dla $Ri = 1000\ \Omega$ i $I_1 = 1$ mA).

Ustalamy zakresy pomiarów:

- zakres I 0 ÷ 1 mA, $I_1 = 1$ mA,
- zakres II 0 ÷ 10 mA, $I_2 = 10$ mA,
- zakres III 0 ÷ 100 mA, $I_3 = 100$ mA.

Obliczenie oporników bocznika:

$$R3 = \frac{Io\,(Ri + Rb)}{I3} = \frac{0{,}5\,(1000 + 1000)}{100} = 10\ \Omega$$

$$R2 = \frac{Io\,(Ri + Rb)}{I2} - R3 =$$

$$= \frac{0{,}5\,(1000 + 1000)}{10} - 10 = 90\ \Omega$$

$$R1 = \frac{Io\,(Ri + Rb)}{I1} - (R1 + R2) =$$

$$= \frac{0{,}5\,(1000 + 1000)}{1} - (10 + 90) = 900\ \Omega$$

Sprawdzamy wartość bocznika:

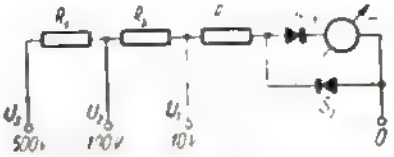
$$Rb = R_1 + R_2 + R_3 = 10 + 90 + 900 = 1000\ \Omega.$$

OBLICZENIE WOLTOMIERZA PRĄDU STAŁEGO

Uproszczony schemat woltomierza przedstawia nam rys. 10; według niego przeprowadzamy obliczenia.

Ustalamy zakresy pomiarów:

- zakres I 0 ÷ 10 V, $U_1 = 10$ V
- zakres II 0 ÷ 100 V, $U_2 = 100$ V
- zakres III 0 ÷ 500 V, $U_3 = 500$ V.



Rys. 10

Obliczamy oporniki szeregowe według następujących wzorów:

$$R4 = \frac{U1 - Io\,Ri}{Io} =$$

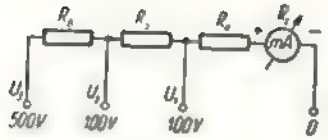
$$= \frac{10 - 0{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 1000}{0{,}5 \cdot 10^{-3}} = 19\,000\ \Omega$$

$$R5 = \frac{U2 - U1}{Io} = \frac{100 - 10}{0{,}5 \cdot 10^{-3}} = 180\,000\ \Omega$$

$$R6 = \frac{U3 - U2}{Io} = \frac{500 - 100}{0{,}5 \cdot 10^{-3}} = 800\,000\ \Omega$$

OBLICZENIE WOLTOMIERZA PRĄDU ZMIENNEGO

Woltomierz prądu zmiennego (rys. 11) posiada dwa prostowniki selenowe lub miedziowe: szeregowy S_1 i równoległy S_2. Dla tego układu prostowników wartości I_o należy przemnożyć przez współczynnik $s = 2{,}22$.



Rys. 11

Obliczenie oporników szeregowych:

$$R7 = \frac{U1 - S\,Io\,Ri}{s\,Io} =$$

$$= \frac{10 - 2{,}22 \cdot 0{,}5 \cdot 1000 \cdot 10^{-3}}{2{,}22 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3}} =$$

$$= \frac{6{,}89}{1{,}11 \cdot 10^{-3}} = 8000\ \Omega$$

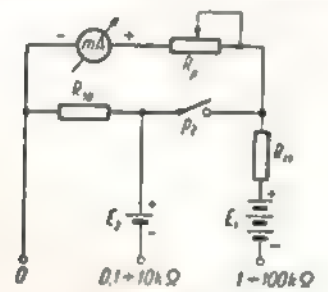
$$R8 = \frac{U2 - U1}{s\,Io} = \frac{100 - 10}{2{,}22 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3}} = 81\,000\ \Omega$$

$$R9 = \frac{U3 - U2}{s \cdot I} = \frac{500 - 100}{2{,}22 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3}} = 360\,000\ \Omega$$

Zakresy pomiarów ustaliliśmy te same, co dla woltomierza na prąd stały.

OBLICZENIE OMOMIERZA

Omomierz (rys. 12) posiada dwa zakresy pomiarowe dla pomiaru dużych oporności (maksimum tego, co można uzyskać dla baterii 4,5 V i danego miliamperomierza), a z opornikiem



Rys. 12

równoległym — dla pomiaru małych oporności. Skale obu zakresów nie pokrywają się. Układ ten jednak upraszcza znacznie obliczenia i zapewnia maksymalne możliwości pomiarów dużych oporności.

Ustalamy napięcia baterii:

$$E1 = 4{,}5\ \text{V} \qquad E2 = 1{,}5\ \text{V}$$

Obliczamy wartość opornika szeregowego R_d, złożonego z potencjometra R_p i opornika R_{10}:

$$Rd = \frac{E1}{Io} - Ri = \frac{4{,}5}{0{,}5}\,10^3 - 1000 = 8000\ \Omega$$

Wartość potencjometra służącego do zerowania omomierza przyjmujemy równą 2 Ri, czyli $RP = 2 \cdot 1000 = 2000\ \Omega$. Wobec tego oporność $R_{10} = R_d - R_p = 6000\ \Omega$.

Wielkość maksymalnej oporności, którą z dostateczną dokładnością będzie można mierzyć na tym zakresie, wynosi:

$$R_{max} = \frac{10 \cdot E1}{Io} = \frac{10 \cdot 4{,}5}{0{,}5 \cdot 10^{-3}} = 90\,000\ \Omega$$

Dokładny odczyt minimalnej oporności dla tego zakresu

$$R_{min} = 0{,}01\ R_{max} = 900\ \Omega$$

Obliczamy teraz zakres pomiarowy mniejszych oporności. Czułość prądowa miernika po włączeniu bocznika R_{10} wyniesie:

$$J'o = J_o\left(1 + \frac{Ri + 0{,}5\ Rp}{R10}\right) =$$

$$= 0{,}5 \cdot 10^{-3}\left(1 + \frac{1000 + 0{,}5 \cdot 2000}{1000}\right) =$$

$$= 1{,}5\ \text{mA}$$

(przyjęliśmy wartość R10 = 1000 Ω).

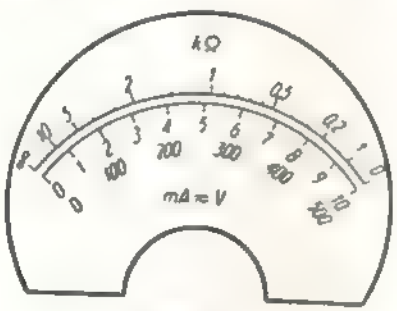
Przez włączenie opornika R_{10} zmniejszyliśmy czułość miliamperomierza.

Maksymalny dokładny odczyt oporności:

$$R_{max} = \frac{10 \cdot I2}{Io} = \frac{10 \cdot 1{,}5}{1{,}5} \cdot 10^3 = 10\,000\ \Omega$$

Minimalny odczyt dla tego zakresu:

$$R_{min} = 0{,}01\ R_{max} = 0{,}01 \cdot 10\,000 = 100\ \Omega$$



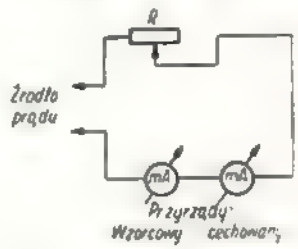
Rys. 13

Przez odpowiedni dobór oporności R_{10} można uzyskać częściowe pokrycie się podziałek skali obu zakresów. Zwiększając napięcia baterii E_1 uzyskujemy pomiary większych oporności (przy tym samym mierniku), a zmniejszając wartość R_{10} — zmniejszamy dolną granicę pomiaru oporności.

Typową skalę awomierza widzimy na rys. 13. Na jednej skali możemy nanieść wartości pomiarów napięcia i natężenia prądu oraz oporności.

ZASADY CECHOWANIA

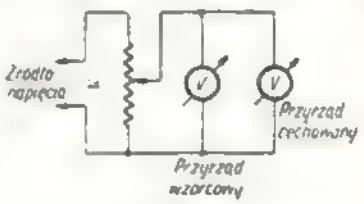
Sam montaż, po uprzednim dokładnym przeliczeniu i przy dokładnych wartościach oporników nie przedstawia trudności. Wartości pomiaru analogicznie powinny wypadać w tym samym punkcie skali (np. dla miliam-



Rys. 14

peromierza w punkcie skali 2 powinien wypaść pomiar 0,2 mA, 2 mA i 20 mA).

Układ przyrządów do cechowania miliamperomierza przedstawiony jest na rys. 14. Przyrządy są połączone szeregowo i ich wskazówki odchylają się pod wpływem tego samego prądu.



Rys. 15

Za pomocą opornika ustawiamy odpowiednie wartości wskazań prądu na miliamperomierzu wzorcowym i zaznaczamy te wskazania na przyrządzie cechowanym.

Schemat do cechowania woltomierza prądu stałego lub zmiennego pokazany jest na rys. 15. Przyrządy są połączone równolegle i ich wskazówki odchylają się pod wpływem tego samego napięcia. Podobnie jak w poprzednim przypadku dobieramy za pomocą potencjometra odpowiednią wartość napięcia na woltomierzu wzorcowym i zaznaczamy na przyrządzie cechowanym.

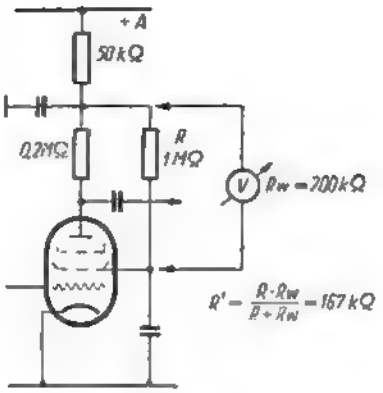
Dla miliamperomierza i woltomierza wartości obliczeniowe powinny się pokrywać z wartościami ustalonymi praktycznie podczas cechowania. Zasadniczo cechowanie powinno być sprawdzeniem obliczeń.

Wskazówkę omomierza nastawiamy na zero (za pomocą potencjometra Rp). Cechowanie przeprowadzamy dro-

gą włączania znanych wzorcowych oporności. Zaznaczamy wychylenie wskazówki przyrządu.

UWAGI

W układach lampowych stosuje się bardzo duże oporności przewyższające częstokroć oporności wewnętrzne miernika. Gdy np. chcemy zmierzyć spadek napięcia na oporniku siatki ekranowanej lampy wzmacniacza małej częstotliwości (rys. 16), „bocznikujemy" przyrządem pomiarowym oporność większą niż oporność przyrządu (oporność przyrządu na zakresie 0 ÷ 100 wynosi 200 000 Ω). Otrzymamy mylne wyniki pomiaru, ponieważ przez woltomierz popłynie znacznie większy prąd niż przez opornik i wskutek zmiany warunków pracy punkt pracy lampy zostaje przesunięty. W rzeczywistości bowiem w obwód siatki ekranowej włączona zostanie oporność wypadkowa:



Rys. 16

$$R' = \frac{R \cdot R10}{R + R10} = \frac{1\,000\,000 \cdot 200\,000}{1\,000\,000 + 200\,000} = 167\,000\ \Omega$$

a przed załączeniem miernika było 1 000 000 Ω.

Wyciągamy stąd wniosek, że naszym woltomierzem nie możemy mierzyć spadku napięcia na dużych opornościach. Przy stosunku oporności wewnętrznej miernika do oporności, na której mierzymy spadek napięcia $\frac{Rw}{R} = 10$, wypada około 10% błędu pomiaru. Przy wartościach mniejszych od 10 błąd szybko wzrasta, a warunki pracy lampy ulegają zmianie. Nie należy opierać się na odczytanych wartościach, bo są one błędne (za małe).

KF UKF

JEDNOLAMPOWY TRANSCEIVER KRÓTKOFALOWY

Miniaturowy nadajnik-odbiornik ze stabilizacją kwarcową

T. Holbert VS6CQ z Hong-Kongu opublikował w THE SHORT WAVE MAGAZINE [1]) ciekawy z uwagi na swą prostotę i zalety układ jednolampowego transceivera krótkofalowego, będącego jak dotychczas — szczytowym osiągnięciem w zakresie konstrukcji amatorskiego sprzętu przenośnego. Czułość przy odbiorze i moc przy nadawaniu jest większa niż w podobnych układach tranzystorowych, a w przypadku zastosowania subminiaturowej lub miniaturowej lampy i miniaturowych elementów można uzyskać małe wymiary całości i niewielkie zużycie energii elektrycznej.

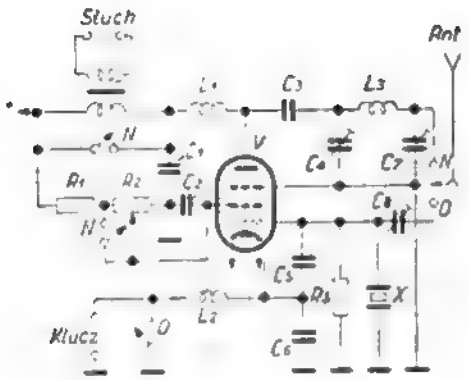
Transceiver zawiera tylko jedną pentodę w. cz., spełniającą kolejno rolę oscylatora kwarcowego i detektora. Dzięki stabilizacji kwarcowej zachowana jest wielka stabilność zarówno przy odbiorze jak i nadawaniu. Transceiver pracuje na jednej fali [2]), określonej zastosowanym kwarcem, dzięki czemu nie wymaga w czasie pracy żadnego dostrajania. Przejście z nadawania na odbiór i na odwrót dokonywane jest za pomocą wielokontaktowego przełącznika lub zdalnie uruchamianego przekaźnika. Używając tego ostatniego można umieścić transceiver np. w plecaku i przełączać przyciskiem na mikrotelefonie, co może znaleźć szczególne zastosowanie np. w wycieczkach wysokogórskich. Kilka takich transceiverów z identycznymi kwarcami można wykorzystać do łączności na bliską odległość podczas obsługi imprez, wycieczek wysokogórskich, jaskiniowych, wodnych, na szybowcach itd.

W transceiverze można użyć dowolnej pentody w. cz. o możliwie dużym nachyleniu. W wersji sieciowej (rys. 1) można zastosować m. in. 6AC7, EF14, EF42, EF50; mniejsze wymiary i oszczędność mocy żarzenia uzyskamy z lampą 6AK5. Doskonale nadaje się tu także 6AJ5, oscylująca pewnie nawet przy 25 V napięcia anodowego. Żarząc z pojedyńczego ogniwa (rys. 2) — najlepiej użyć 3A4.

Przy nadawaniu lampa pracuje jako oscylator kwarcowy z dławikiem w katodzie i ekranem uziemionym dla w. cz.; w wersji z lampą bezpośrednio żarzoną trzeba zastosować osobne dławiki w przewodach żarzenia. Anoda jest zasilana prądem stałym przez dławik w. cz., a dopasowanie do anteny uzyskuje się za pomocą filtru „pi". Z uwagi na minimalną moc w. cz. — w obwodzie wyjściowym mogą być zastosowane miniaturowe trymery powietrzne lub ceramiczne. W schemacie z rys. 1 (lampa pośrednio żarzona) zastosowano kluczowanie w przewodzie katodowym, natomiast w schemacie z rys. 2 (lampa żarzona bezpośrednio) kluczowany jest ekran. Można oczywiście kluczować także w dodatnim lub ujemnym przewodzie napięcia anodowego.

W pozycji przełącznika „odbiór" lampa pracuje jako detektor siatkowy z reakcją, przy czym funkcję rezonansowego obwodu siatkowego pełni kwarc, sprzężony luźno z anteną za pomocą małego trymera C3. Duże Q kwarcu zapewnia selektywność porównywalną z selektywnością superheterodyny. Głębokość reakcji reguluje się za pomocą potencjometra R2 przez dobranie napięcia ekranu; nastawienie go dla maksymalnej osiągalnej czułości jest dość krytyczne.

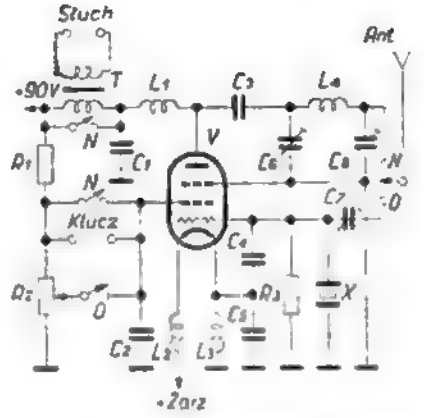
Uruchomienie transceivera jest proste. Po sprawdzeniu wykonania połączeń należy przyłączyć antenę, słuchawki, klucz i źródło zasilania, kondensatory obwodu wyjściowego nastawiamy na maksymalną pojemność. W przewód napięcia anodowego należy włączyć miliamperomierz. Po przełączeniu na nadawanie i sprawdzeniu, czy układ oscyluje, należy przez pokręcenie wejściowym kondensatorem (rys. 1 — C4, rys. 2 — C6) filtru „pi" dostroić obwód do rezonansu (cofnięcie się wskazówki miliamperomierza). Następnie zmniejszając stopniowo pojemność kondensatora wyjściowego (rys. 1 — C7, rys. 2 — C8) i stale dostrajając się do rezonansu kondensatorem wejściowym — odnaleźć taki



Rys. 1. Schemat transceivera z lampą żarzoną pośrednio

Spis elementów:

C1, C2, C3 — 10 000 pF
C4, C7 — 500 pF, trymer powietrzny lub ceramiczny
C5 — 30 pF
C6 — 100 pF
C8 — 5÷30 pF, trymer
L1, L2 — 2,5 mH, dławiki w. cz.
L3 — na karkasie Ø 25 mm: 3,5 MHz — 30 zw., 7 MHz — 15 zw.
R1 — 20 kΩ/0,5 W
R2 — potencjometr 100 kΩ
R3 — 100 kΩ/0,25 W
T — transformator mikrofonowy 30:1
V — 6AC7, 6AK5, 6AJ5, 6BH6, EF14, EF42, EF50 itd.
N — kontakty przełącznika zwierane przy nadawaniu
O — kontakty przełącznika zwierane przy odbiorze
X — kwarc



Rys. 2. Schemat transceivera z lampą żarzoną bezpośrednio

Spis elementów:

C1, C2, C3 — 10 000 pF
C4 — 30 pF
C5 — 100 pF
C6, C8 — 500 pF, trymer powietrzny lub ceramiczny
C7 — 5÷30 pF, trymer
L1 — dławik w. cz. 2,5 mH
L2, L3 — dławik w. cz. w żarzeniu: 100 zw. nawinięte na oporniku masowym 1 W (wartość większa od 20 k).
L4 — na karkasie Ø 25 mm: 3,5 MHz — 30 zw., 7 MHz — 15 zw.
R1 — 20 kΩ/0,5 W
R2 — 100 kΩ potencjometr
R3 — 100 kΩ/0,25 W
T — transformator mikrofonowy 30:1
V — 3A4, 3L31 lub podobne, przy mniejszej mocy może być 1T4
N — kontakty przełącznika zwierane przy nadawaniu
O — kontakty przełącznika zwierane przy odbiorze

punkt, w którym prąd anodowy przy rezonansie będzie mniejszy o ok. 20% od prądu przy obwodzie rozstrojonym. Wtedy układ będzie właściwie obciążony anteną. Metoda strojenia nie odbiega zresztą od normalnego sposobu strojenia jednoczłonowego obwodu antenowego typu „pi".

Po przełączeniu na odbiór nastawiamy R2 na minimalne napięcie ekranu. Następnie zwiększamy je powoli aż za punkt powstania oscylacji; takie nastawienie zapewni maksymalną czułość przy odbiorze telegrafii niemodulowanej. Do odbioru fonii należy zmniejszyć napięcie ekranu tuż przed punkt powstania oscylacji. Jeżeli reakcja nie przebiega „miękko" zmniejszamy pojemność trymera antenowego (rys. 1 — C8, rys. 2 — C7).

Możliwości transceivera nie ograniczają się do nadawania wyłącznie telegrafii niemodulowanej. Włączenie mikrofonu węglowego w miejsce klucza pozwoli na wymodulowanie oscylatora w stopniu wystarczającym do łączności na bliską odległość. Jakikolwiek inny sposób modulacji pociąga już za sobą konieczność zastosowania dodatkowej lampy, co nie wydaje się celowe z uwagi na zaprzepaszczenie głównej zalety układu, jaką jest prostota.

Model z lampą 6AC7 był próbowany przez VS6CQ w paśmie 7 MHz; na odległość 4,5 km wymieniono raporty 599 przy zastosowaniu anteny 12-metrowej oraz raporty 559 przy 3-metrowej antenie prętowej. Podobne wyniki zostały osiągnięte w pasmach 80 i 160 metrów. Położenie geograficzne Hong-Kongu wyklucza próby na średnie odległości. [2]) Krótkofalowcy Hong-Kongu używają takich transceiverów do przeprowadzania połączeń lokalnych w „kółeczku" odbywającym się każdego przedpołudnia niedzielnego.

Podobny transceiver został wypróbowany w paśmie 3,5 MHz we współpracy z radiostacją stałą 200 W, zainstalowaną w Warszawie. Przy próbowanej odległości 16 km siła sygnału była niezła (najlepsza przy antenie półfalowej), niestety sama czytelność bardzo kiepska wskutek dużego poziomu warszawskich zakłóceń.

Na podstawie *THE SHORT WAVE MAGAZINE* opracował *SP5FM*

[1]) T. Holbert VS6CQ — „Single Valve Transceiver — Ingenious Miniature Station" — THE SHORT WAVE MAGAZINE, September 1935 — *przyp. aut.*

[2]) Częstotliwości nadawania i odbioru różnią się w praktyce o kilkadziesiąt-kilkaset Hz (zależnie od rodzaju użytego kwarcu i napięć); nie wpływa to na odbiór fonii, a umożliwia odbiór telegrafii niemodulowanej metodą interferencyjną — *przyp. aut.*

[3]) W Chińskiej Republice Ludowej krótkofalarstwo nie zostało jeszcze reaktywowane, a odległość między Hong-Kongiem a Japonią jest zbyt duża dla praktycznego wykorzystania tak słabego sprzętu — *przyp. aut.*

Po zawodach QRP

Najwyższą formę radioamatorstwa — krótkofalarstwo — uważa się za sport techniczny. Sprawdzianem przydatności budowanego przez krótkofalowców i stale ulepszanego przez nich sprzętu nadawczo-odbiorczego oraz umiejętności operatorskich są zawody krótkofalarskie. Organizuje się je na zasadzie ustalonych regulaminów, których ścisłe przestrzeganie obowiązujące bezwzględnie wszystkich uczestników. Nie ma oczywiście mowy o tym, aby wśród współzawodniczących uwijał się sędzia z gwizdkiem, wykluczając z gry w razie potrzeby niesubordynowanego zawodnika; tym bardziej więc przestrzeganie zasad regulaminu pozostawia się poczuciu wzajemnej lojalności i koleżeństwa zawodników.

Współzawodniczenie nadawców polega nie tylko na uzyskiwaniu wielkiej ilości połączeń; chodzi również o uzyskiwanie tych efektów przy użyciu skromnych środków materiałowych, drogą celowych rozwiązań technicznych i konstrukcyjnych. Dlatego też organizuje się specjalne zawody małych mocy (QRP).

Drodzy koledzy! Nie wydaje mi się słuszne pozostawienie zawodów QRP tylko początkującym naszym nadawcom III kategorii. Przecież wszyscy zaawansowani zobowiązani są przekazywać swoją wiedzę i doświadczenie młodszym; sztuka dostosowania się do różnych warunków regulaminu oraz zdyscyplinowany i solidarny udział świadczą o klasie każdego z radioamatorów indywidualnie i o nas wszystkich jako całości.

Idea zawodów QRP jest bardzo piękna i pożyteczna; są one doskonałym sprawdzianem naszych umiejętności, koleżeństwa oraz przywiązania do organizacji. Udział w nich, wymagający nie tyle wielkiego wkładu pracy, co znajomości podstawowych zasad radiotechniki i możliwie wysokiego wyszkolenia operatorskiego, jest bezwzględnie czynnikiem podnoszącym nasz poziom i kształtującym charakter.

W ostatnich zawodach QRP zabrakło na starcie wielu nadawców, którzy uważają się za elitę naszego krótkofalarstwa. A szkoda! Nie jest to ani budujące ani godne pochwały, a na pewno już nie jest dobrym przykładem.

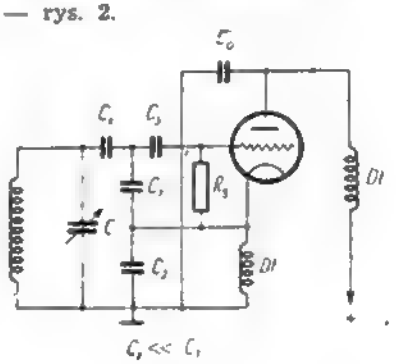
Mnie osobiście wykonanie małego dwustopniowego nadajnika zajęło około 3 godzin czasu i kilka chwil na podłączenie go do posiadanych zasilaczy, a sam udział w zawodach dał mi pełną satysfakcję człowieka czynnego, mogącego z powodzeniem współzawodniczyć z naszą młodzieżą.

Jan Klewenhagen SP3AK
(ex — SP1KM, SP3PM)

Uwagi do artykułu „Oscylator wzbudzający w układzie Clapp'a"

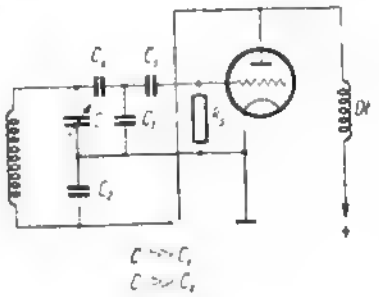
W związku z artykułem Ob. L. Hałacińskiego zamieszczonym w mies. RADIOAMATOR nr 3/56 r. pt. „Oscylator wzbudzający w układzie Clapp'a" chciałbym podać jeszcze pewne uzupełnienie dotyczące generatorów o dużej stabilności.

Oprócz generatora Gouriet'a — Clapp'a cechującego się dużą stabilnością, małym zakresem stosunkowym częstotliwości ($a_z = 1{,}2$) i dużymi zmianami amplitudy, aż do zerwania drgań wraz ze zmianą częstotliwości, są stosowane generatory nie posiadające tych ostatnich wad. Są to: generator Seilera — rys. 1 (podany we wspomnianym artykule z małymi, nieistotnymi zresztą zmianami jako generator Colpitts'a) i generator Vackara — rys. 2.



Rys. 1

Generator Seilera ma $a_z = 1{,}8$, a amplituda jego wzrasta z częstotliwością, jeśli Q cewki rośnie z częstotliwością. Natomiast generator Vackara ma $a_z = 2{,}5$ i dla Q = const., amplituda jego opada wolno z częstotliwością, zaś dla Q rosnącego amplituda jest stała.



Rys. 2

Generator Vackara o $a_z = 2$ (30 ÷ 60 MHz) wykonałem osobiście, niestety, nie został on szczegółowo przebadany.

Mam poza tym pewne zastrzeżenie co do terminologii użytej przez SP 7008 w artykule pt. „Falowody wstęgowe" RADIOAMATOR 2/56. Chodzi mi o określenie „falowód wstęgowy" Uważam, że odpowiedniejsze jest określenie „linia wstęgowa" albo „linia paskowa". Uzasadniam to odmiennym mechanizmem podnoszenia energii w linii i w falowodzie. W linii układ pola TEM, zaś w falowodzie T lub TM.

W danym przypadku występuje układ pola TEM. *Marian Kloza*

Na pasmach

Jedną z pierwszych czynności ekipy SP5KAB — po przybyciu na Śnieżnik było naprawienie odbiornika w tamtejszym schronisku PTTK.

Na zdjęciu: SP5EL i SP5AU.

◆ 24 marca 1955 japońska stacja amatorska JA6FR ustanowiła wraz z argentyńskimi LU4EW i LU9MA nowy rekord świata w pasmie 50 MHz, wynoszący 18 000 km. Dotychczasowy rekord, ustanowiony podczas poprzedniego maksimum natężenia plam słonecznych, wynosił „tylko" 10 500 km (Chile — Japonia). Obecnie osiągnięta odległość stanowi prawie połowę obwodu kuli ziemskiej na równiku.

◆ Pierwsze radzieckie terenowe zawody UKF o puchar miesięcznika RADIO odbywają się w dniach 21 i 22 lipca br.

◆ Duńskie wewnętrzne zawody UKF odbędą się w dniach 25 i 26 sierpnia br.

◆ „Bawarski Górski Dzień UKF" odbędzie się w tym roku 5 sierpnia w godzinach 0800—1200 i 1400—1800 w pasmach 144 i 420 MHz. Waga całego wyposażenia na jedno pasmo nie może przekraczać 10 kg, łącznie z rezerwowymi źródłami zasilania. Mimo tak ograniczonej wagi sprzętu — regulamin warunkuje zachowanie dużej stabilności fali, zalecając stabilizację kwarcową nadajników.

◆ W majowym numerze CQ MAGAZINE ukazały się pełne wyniki zeszłorocznych Światowych Zawodów Dx-owych. Ogromny sukces osiągnęła radiostacja Centralnego Radioklubu w Budapeszcie HA5KBA, zdobywając I miejsce na świecie w kategorii stacji klubowych w części telegraficznej. Godny uwagi jest również wynik SP5KAB (operator Maciej Grabski SP5-204), która w pasmie 14 MHz w części fonicznej zajęła 11 miejsce w świecie i 4 w Europie. Szczegółowe wyniki w następnym numerze.

SP5FM

Inż. ADAM KOSIARSKI SP5AY

WSKAŹNIKI DOSTROJENIA I S-METRY

OBSERWUJĄC wielokrotnie pracę krótkofalowców na różnych pasmach amatorskich doszedłem do przekonania, że poważny odsetek kolegów podaje raporty w sposób mało obiektywny. Mam tu na myśli przede wszystkim dane dotyczące poziomu sygnału odbieranych stacji „S" (w mowie potocznej mówi się często „siła sygnału"). Niekiedy zdarza się nawet, że słabe stacje otrzymują raporty wynoszące 20, a nieraz 40 decybeli powyżej „*S9*".

Tak bywa szczególnie przy przeprowadzaniu połączeń z rzadszymi stacjami Dx-owymi. Czyżby w grę wchodził pewniejszy sposób otrzymywania kart QSL? Takie jednak raporty świadczą bądź o braku wskaźników poziomu sygnału w odbiornikach, bądź o niewłaściwym pojmowaniu idei krótkofalarstwa.

W amatorskiej praktyce radiokomunikacyjnej zachodzi potrzeba określenia wielkości sygnału stacji nadawczej w określonym punkcie odbioru. Do tego celu stosuje się w odbiornikach radiokomunikacyjnych wskaźniki określające względną wielkość sygnału fali nośnej, zwane potocznie „S-metrami".

Zanim jednak przejdę do opisu układów S-metrów, omówię stosowane w starszych typach odbiorników radiowych metody, które pozwalają, co prawda w przybliżeniu tylko, zorientować się o poziomie sygnału odbieranej stacji.

W starszych odbiornikach superheterodynowych wyższej klasy stosowano wskazówkowe mierniki dostrojenia, albo wskaźniki neonowe, ew. cieniowe. W latach 1936—1937 wprowadzono do tego celu lampy elektronowe, zwane popularnie „okiem magicznym".

Wskaźniki te zostały wprowadzone w celu łatwiejszego dostrojenia odbiornika do żądanej stacji. Są to więc raczej wskaźniki dostrojenia, tym niemniej pozwalają one określić poziom sygnału stacji bardziej obiektywnie niż na słuch.

Ogólnie biorąc, wskaźniki dostrojenia zaczęto stosować dopiero z chwilą opracowania układów odbiorników z automatyczną regulacją siły głosu (ARS).

Jednym z pierwszych wskaźników dostrojenia był miliamperomierz włączony w obwód anodowy lampy o zmiennym nachyleniu, pracującej jako wzmacniacz częstotliwości pośredniej; lampa ta otrzymuje ujemne napięcie siatkowe z detektora automatyki. Przy większym sygnale, a więc i przy dostrojeniu do odbieranej stacji napięcie automatyki zwiększa się i równocześnie zwiększa się ujemne napięcie siatkowe, co z kolei zmniejsza prąd anodowy lampy. Najmniejsze wychylenie wskazówki przyrządu następuje z chwilą dostrojenia się do stacji. Następnie weszły w użycie wskaźniki neonowe, w których największa wysokość słupa świetlnego odpowiadała dokładnemu dostrojeniu do odbieranej stacji. Ostatnio najbardziej rozpowszechnił się elektronowy wskaźnik strojenia (oko magiczne).

Oko magiczne, to miniaturowa lampa oscylograficzna, w najprostszym przypadku 3-elektrodowa. W jej górnej części znajduje się stożkowy ekran pokryty fluoryzującą warstwą, świecący zielonym światłem przy bombardowaniu przez elektrony. Katoda przechodzi przez całą lampę, przy czym dolna jej część wykorzystywana jest w triodzie, a górna służy jako źródło elektronów bombardujących ekran.

Między katodą a ekranem znajduje się elektroda, wytwarzająca wokół siebie pole elektrostatyczne, wpływające na bieg elektronów; połączona z anodą części triodowej przejmuje jej potencjał, powodując skupienie lub rozszerzenie strumienia elektronów biegnących do ekranu posiadającego pełne napięcie dodatnie względem katody.

Siatka lampy sterowana jest stałym napięciem uzyskanym z detektora diodowego. Przy dostrojeniu się do odbieranej stacji napięcie detektora uzyskuje wielkość maksymalną, co z kolei powoduje zmniejszenie się prądu anodowego oka magicznego i zwężenie „cienia" na ekranie lampy.

Oko magiczne jest więc doskonałym wskaźnikiem dostrojenia odbiornika do stacji, ale niestety, nie może służyć do określenia wielkości sygnału, chyba że obraz z „oczka" rzuci się po powiększeniu na odpowiednio przecechowaną skalę.

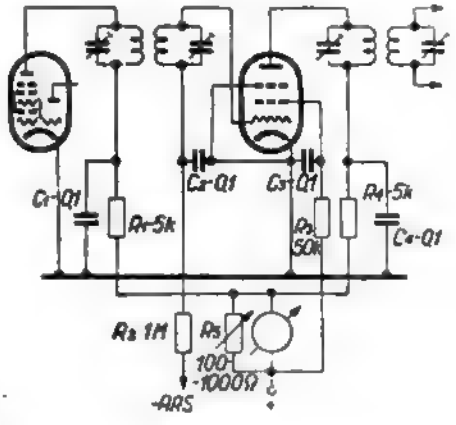
W odbiornikach o dużej czułości, a są nimi odbiorniki radiokomunikacyjne, jako wskaźnik dostrojenia i wielkości fali nośnej stacji służy specjalnie przecechowany i podłączony w odpowiednim obwodzie odbiornika, miliamperomierz (zwany S-meter lub wskaźnik „*S*").

Istnieje wiele układów, w których pracują S-metry. Wszystkie one jednak wykorzystują napięcie z obwodu automatyki [1]) które jest proporcjonalne do sygnału; z uwagi na wykładniczy przebieg charakterystyki lamp pracujących w obwodzie automatyki, a więc pentod regulacyjnych — skala S-metrów nie jest liniowa.

Przejdę z kolei do omówienia kilku najczęściej stosowanych układów.

Układy S-metrów

Najprostszy układ wykazujący wielkość sygnału fali nośnej przedstawia rys. 1. Można go zastosować do każdego odbiornika z automatyczną regulacją siły głosu (ARS). Przyrząd „zeruje się" bez sygnału za pomocą



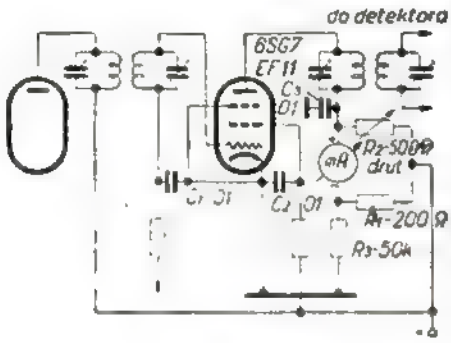
Rys. 1

opornika „*Rs*" na maksymalne wychylenie wskazówki. Przy pojawieniu się sygnału wskazówka cofa się. Im większy jest sygnał stacji, tym mniejszy prąd wskazuje przyrząd. Wadą tego układu jest stałe wychylenie wskazówki, nawet przy braku sygnału, oraz mała czułość.

Znacznie lepsze wyniki zapewniają S-metry pracujące w układzie mostkowym. Są one znacznie czulsze od poprzednich i nie dają wychylenia

[1]) W nowoczesnych odbiornikach stosuje się specjalną lampę z układem mostkowym, pozwalającym na określanie „S" także przy wyłączonej automatyce oraz odbiorze telegraficznym — *przyp. red.*

wskazówki przyrządu, gdy nie ma sygnału. Wzrost wielkości sygnału powoduje przyrost prądu wykazywanego przez miernik. Na rys. 2 przedstawiony jest taki układ. Gałęzie mostka tworzą oporniki R_1, R_2, R_3 oraz wypadkowa oporność lampy dla prądu stałego. Zerowanie układu (równowagę mostka) uzyskuje się regulowaniem zmiennego opornika R_2.



Rys. 2

Przy pojawieniu się sygnału napięcie automatyki powoduje zmniejszenie prądu anodowego lampy, a zatem jakby zwiększenie jej oporności, wskutek czego równowaga mostka zostanie zakłócona i popłynie prąd przez przyrząd (mA — 0,2 ÷ 1 mA).

Zerowanie elektryczne S-metrów przeprowadza się przy braku jakiegokolwiek sygnału.

Jeżeli odbiornik posiada S-meter pracujący w układzie mostkowym, zasilacz powinien być zaopatrzony w lampę prostowniczą pośrednio żarzoną, która zapobiega przeciążeniu miernika, gdy lampy są jeszcze nie podgrzane (brak równowagi w układzie mostka).

Mierniki wykazujące względny poziom sygnału odbieranej stacji („S") mogą być zainstalowane w odbiornikach o znacznej czułości oraz mających dobrze pracującą automatykę.

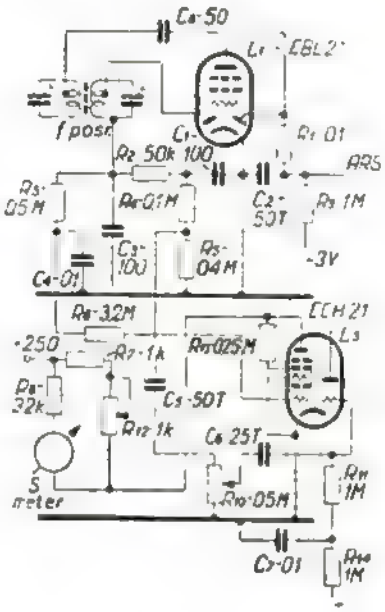
Niektóre fabryczne odbiorniki radiokomunikacyjne są wyposażone w dodatkowy wzmacniacz dla wskaźnika poziomu sygnału stacji. Dzięki temu nawet słabe sygnały powodują wychylenie wskazówki S-metra, rozszerzając jak gdyby znacznie zakres wskazań przyrządu. Rys. 3 przedstawia schemat podłączenia S-metra w odbiorniku radiokomunikacyjnym typu BC 1004 C, w którym zastosowano wzmacniacz dodatkowy dla wskaźnika „S".

Lampa wzmacniacza współpracującego z układem S-metra jest sterowana z ostatniego obwodu filtru częstotliwości pośredniej. Wzmocnione napięcie zostaje doprowadzone poprzez filtr nastrojony na częstotliwość pośrednią odbiornika, do obwodu diody i jest zdetektorowane.

Przyrząd wykazuje prąd, który jest proporcjonalny do wielkości sygnału.

Układ podany na rys. 3 umożliwia wyłączenie automatyki. W tym celu należy przełącznik ustawić w pozycji „2". S-meter zostaje wtedy wyłączony i wzmocnienie odbiornika reguluje się za pomocą potencjometra liniowego o wartości 50 kΩ.

Zastosowanie wzmacniacza do S-metra nie wpływa na czułość odbiornika. Zwiększa on natomiast

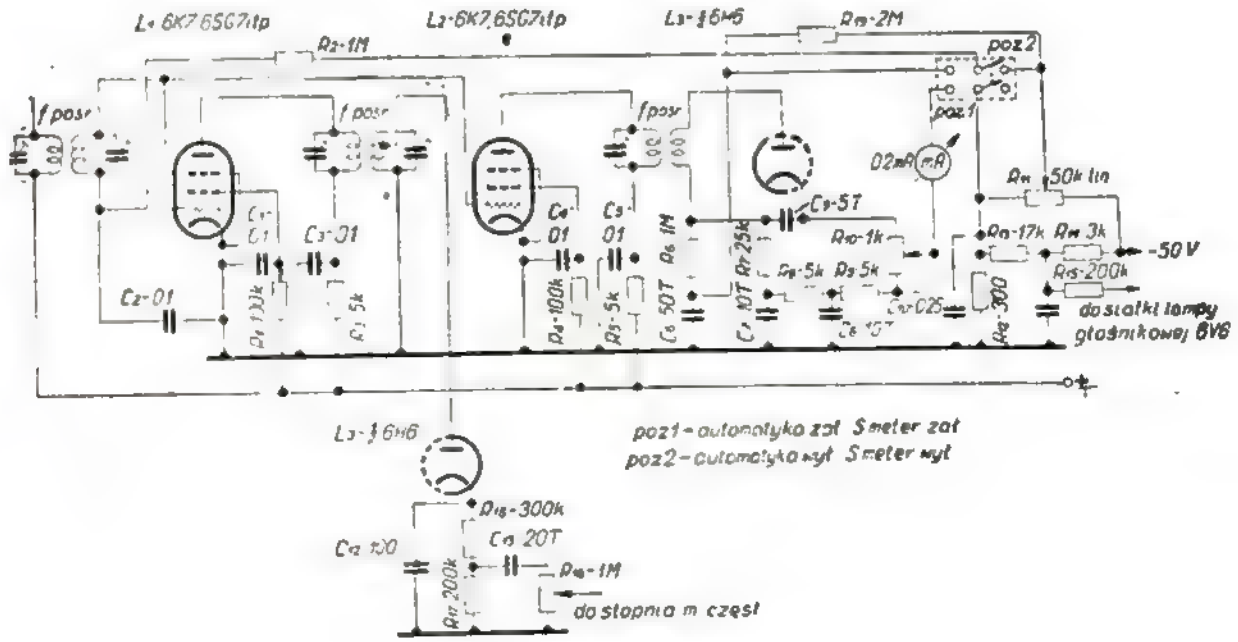


Rys. 4

wydatnie wychylenie wskazówki przyrządu nawet dla słabych stacji.

S-meter może współpracować również ze wzmacniaczem prądu stałego, przedstawionym na rys. 4.

Część heksodowa lampy ECH21 jest wzmacniaczem prądu stałego. W jej obwodzie anodowym załączony jest S-meter z oporami wpływającymi na czułość przyrządu. Siatka sterująca heksody jest polaryzowana napięciem ujemnym z diody detekcyjnej. Gdy



Rys. 3

nie ma sygnału, siatka heksody otrzymuje potencjał bliski zeru, który powoduje znaczny przepływ prądu anodowego.

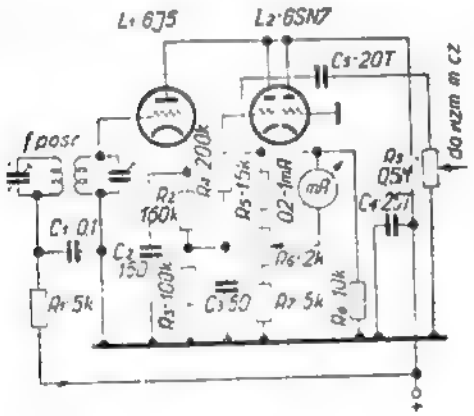
Z chwilą dostrojenia się do stacji, siatka heksody otrzymuje napięcie ujemne, zależne od wielkości sygnału, wobec czego prąd anodowy maleje.

Ponieważ przyrząd załączony jest w obwód anodowy heksody, wobec tego zmiany sygnału powodują odpowiednie wychylenie S-metra.

Opornikiem regulowanym R_{12} (1 kΩ liniowy drutowy) powoduje się pełne wychylenie przyrządu (zerowanie). Czynność tę wykonuje się bez sygnału na wejściu odbiornika.

Rys. 5 przedstawia nowy układ tzw. detektora katodowego, współpracującego ze wskaźnikiem fali nośnej.

Lampa 6J5 pracuje w układzie wtórnika katodowego, który z uwagi na duże oporności w obwodzie katodowym zachowuje się jak detektor amplitudy (zasada pracy podobna jest do

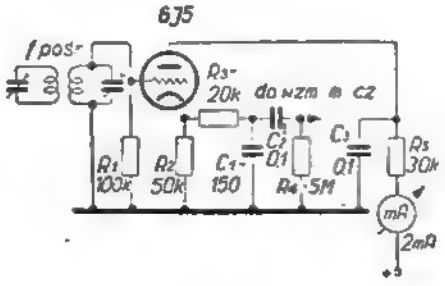


Rys. 5

detekcji anodowej, gdyż siatka sterująca lampy polaryzowana jest dużym napięciem (ujemnym). Napięcie stałe z dzielnika w katodzie lampy 6J5, dodatnie względem masy, polaryzuje siatkę sterującą pierwszej triody złożonej lampy 6SN7.

Opornik R_4 (200 kΩ) nie dopuszcza resztek napięć wielkiej częstotliwości do stopni małej częstotliwości. Regulowany opornik R_6 (2 kΩ drutowy) służy do ustawiania zera elektrycznego przyrządu pracującego jako S-meter. Druga trioda lampy 6SN7 pracuje również w układzie wtórnika katodowego, powodując zrównoważenie mostka. Ponieważ oporności wewnętrzne lamp tworzą dwie gałęzie mostka, zmiana napięcia zasilania nie wpływa praktycznie na jego równowagę i cały układ pracuje bardzo stabilnie. Zamiast lampowego dzielnika napięcia (druga trioda lampy 6SN7) można zastosować oporowy dzielnik napięcia, jednak układ stanie się wtedy mniej stabilny.

Podany układ (rys. 5) może być stosowany również w odbiornikach prostych, nie posiadających automatyki.



Rys. 6

Rys. 6 ilustruje inny prostszy układ detektora katodowego z załączonym wskaźnikiem poziomu fali nośnej.

Zasada pracy układu jest następująca: gdy nie ma sygnału, przyrząd wykazuje stosunkowo niewielki prąd — uwarunkowany punktem pracy lampy, której siatka polaryzowana jest znacznym napięciem ujemnym otrzymanym ze spadku napięcia na oporniku katodowym o dużej wartości (50 kΩ). Z chwilą pojawienia się sygnału (dostrojenie do nośnej fali) następuje detekcja na dolnym zakrzywieniu charakterystyki prądu anodowego i narasta średni prąd anodowy płynący przez przyrząd i załączony w szereg opornik 30 kΩ.

Zaletą układu jest uzyskanie detekcji o niewielkich zniekształceniach i wykazywanie zmian poziomu fali nośnej przy użyciu tylko jednej lampy.

Napięcie małej częstotliwości pobiera się z obwodu katodowego.

Należy zwrócić uwagę, że w układach posiadających duże oporności w obwodzie katodowym (w granicach 100 kΩ i więcej) może występować znaczny „przydźwięk sieci", jeżeli zastosowana lampa będzie wykazywała upływność między włóknem żarzenia i katodą.

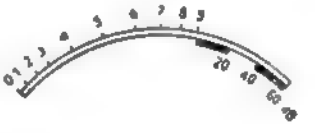
Skalowanie S-metra

Mierniki jednostek „S" są produkowane dla konkretnych typów odbiorników. W zasadzie nie mogą być więc zastosowane w innych aparatach, gdyż skalowanie nie będzie zgodne. Wobec tego wmontowany do odbiornika miernik należy przecechować.

W czułych odbiornikach radiokomunikacyjnych, jak np. w aparacie typu BC1004C, posiadającym dwa stopnie wzmocnienia wielkiej częstotliwości, stopień przemiany i dwa wzmacniacze częstotliwości pośredniej (fp = 465 KHz) poziom „S9" odpowiada napięciu wejściowemu 50 μV. Wartość tę przyjmuje się również dla odbiorników z podwójną przemianą częstotliwości [2]). Jedna działka „S" odpowiada zmniejszeniu lub wzrostowi sygnału stacji odbieranej o 6 dB (o połowę).

Do skalowania S-metra pomocne są niżej zamieszczone dane:

S9 — 50 μV
S8 — 25 μV
S7 — 12,5 μV
S5 — 6 μV
S4 — 3 μV
S3 — 1,5 μV itd.
20 dB powyżej *S9* — 500 μV
40 dB „ *S9* — 5 mV
60 dB „ *S9* — 50 mV



Rys. 7.
Typowy przebieg skali S-metra

Cechowanie S-metra przeprowadza się zazwyczaj na zakresie 3,5 MHz lub 5 MHz.

Niekiedy przyjmuje się, szczególnie dla prostszych aparatów, że poziom *S9* odpowiada napięciu 100 μV. W tym przypadku *S8* będzie odpowiadać napięciu 50 μV itd.

---

[2]) Wartości podane przyjmuje się dla pewnej klasy odbiorników krótkofalowych dla oporności wejściowej odbiornika 300Ω. Na konferencji ultrakrótkofalowej Regionu I IARU w Brukseli ustalono, że poziomowi „S5" odpowiada napięcie 0,5 μV, a poziomowi „S9" — 10 μV na oporności wejściowej odbiornika 75Ω (kabel koncentryczny) — *przyp. red.*

W NASTĘPNYM NUMERZE...

W następnym numerze ukaże się artykuł inż. Klimczewskiego „Amatorski telewizor RK 12", artykuł inż. Radwańskiego „Organy elektronowe", artykuł „Nowy sprzęt produkcji czechosłowackiej" i inne...

Z praktyki radioamatorskiej

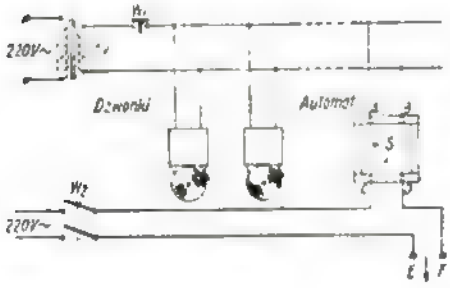
AUTOMATYCZNE URUCHAMIANIE RADIOWĘZŁA SZKOLNEGO

W WIELU szkołach wykorzystuje się zainstalowane tam radiowęzły do nadawania audycji lokalnych (komunikaty, muzyka itp.), także podczas przerw międzylekcyjnych, przy czym aparaturę obsługują w wielu przypadkach sami uczniowie, zazwyczaj członkowie szkolnego koła radioamatorskiego.

Jest oczywiście rzeczą pożądaną, aby aparatura radiowęzła mogła być uruchomiona jak najwcześniej, a więc już w chwili po ogłaszającym przerwę sygnale dzwonkowym, bez potrzeby zbytniego pośpiechu ze strony obsługującego i bez straty czasu na tę manipulację. W normalnych warunkach — dyżurny musi udać się do lokalu radiowęzła, włączyć aparaturę, odczekać aż lampy się nagrzeją itd. Trwa to zwykle kilka minut. Czy nie można by tych czynności przyspieszyć, zautomatyzować? Owszem, i to w prosty sposób.

Polega on na wykorzystaniu elektromagnesu włączonego do przewodów dzwonkowych. Z chwilą naciśnięcia przycisku W_1 włączającego dzwonek do sieci elektrycznej (rys. 1), włączona zostaje również cewka elektromagnesu, co powoduje namagnesowanie się jej rdzenia. Zadaniem elektromagnesu połączonego z odpowiednimi stykami jest włączenie napięcia (220 V) zasilającego aparaturę radiowęzła.

Jak wiadomo — uruchomienie odbiornika lampowego wymaga odczekania chwili czasu od momentu podłączenia go do sieci, dopóki lampy się nie nagrzeją. Z tą chwilą obroty talerza z uprzednio nałożoną płytą gramofonową, będą już dostatecznie szybkie dla odtwarzania muzyki. W efekcie — głośniki zainstalowane w poszczególnych klasach, hall'u, na boisku już w kilkanaście sekund po sygnale dzwonka, zaczynają odtwarzać z rosnącym łagodnie natężeniem dźwięku, którego poziom można już dalej regulować ręcznie. Ponowne nastawienie styków elektromagnesu następuje dopiero po dzwonku ogłaszającym koniec przerwy.



Rys. 1

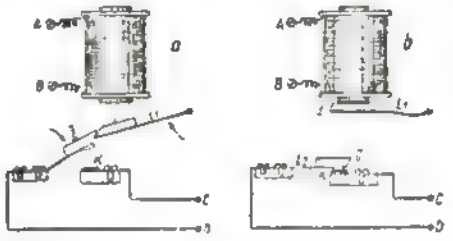
Automat montujemy na małej płytce drewnianej lub bakelitowej o wymiarach np. 150 × 100 × 15 mm. Dla zabezpieczenia przed ewentualnym porażeniem należy wykonać osłonę z cienkich drewnianych deseczek, pozostawiając dwa przepusty dla przewodów oraz wycięcie w pokrywie dla bakelitowego kołeczka, umożliwiającego nastawienie automatu.

Do budowy potrzebne są następujące części składowe:

- elektromagnes (dostosowany do napięcia 6 — 8 V). Można tu wykorzystać stary elektromagnes z popsutego lub niepotrzebnego dzwonka elektrycznego. Dla zbadania, czy elektromagnes jest dobry, wyjmujemy go z obudowy dzwonka i do wolnych końców uzwojenia przyłączamy suche ogniwo (4,5 V). Jeżeli elektromagnes przyciąga z dostateczną siłą przedmioty żelazne lub stalowe, które do niego zbliżamy, oznacza to, że jest przydatny do naszego celu;
- 4 gniazdka zaciskowe;
- 2 sprężynki (taśma stalowa o długości ok. 100 mm, szerokości 10 mm);
- 2 „kotwice" metalowe (płytki żelazne lub z miękkiej stali) przylutowane do sprężynek;
- drewniana lub bakelitowa deseczka o podanych wyżej wymiarach.

Urządzenie działa na następującej zasadzie (rys. 2a i b): do zacisków *A* i *B* przyłączamy przewody sieci dzwonkowej (6 — 8 V), tak aby elektromagnes był włączony do niej równolegle. Z chwilą naciśnięcia przycisku W_1 w obwodzie cewki elektromagnesu popłynie prąd. Powoduje on powstanie pola magnetycznego i namagnesowanie się rdzenia, który przyciągnie kotwiczkę *I* osadzoną na sprężynującej blaszce L_1. Z chwilą podskoczenia kotwiczki *I* pod wpływem sprężyny L_2 opada kotwiczka *II* na styk *K* zwierając obwód prądu (220 V) zasilający aparaturę radiowęzła. Po wyłączeniu przycisku W_1 — prąd w obwodzie dzwonkowym przestaje płynąć. Rdzeń elektromagnesu rozmagnesowuje się i nie przyciąga już kotwiczki *I*, która pod wpływem sprężynki *L* powraca do swojego wyjściowego położenia.

Chcąc ponownie nastawić automat czynimy to ręcznie za pomocą przymocowanego do kotwiczki *II* bakelitowego kołeczka wystającego przez otwór w drewnianej osłonie (*S* na rys. 1). Należy zwrócić uwagę, że kołeczek ten musi być odizolowany od kotwiczki — najlepiej wykonać go z bakelitu (niebezpieczeństwo porażenia!).



Rys. 2

Wyłącznik W_2 służy do wyłączania z obwodu elektromagnesu i aparatury wzmacniającej — prądu zasilającego o napięciu 220 V, otrzymywanego z sieci.

Wykonanie automatu nie wymaga dużego wkładu pracy. Jest on prosty w konstrukcji i łatwy do wykonania, a co najważniejsze — praktyczny.

Andrzej Zajączkowski

SPOSÓB POWIĄZANIA ODBIORNIKA I ADAPTERA ZE WZMACNIACZEM

Chciałbym zapoznać radioamatorów z prostym sposobem powiązania odbiornika i adaptera ze wzmacniaczem bez dodatkowego przełączania przełącznikiem zakresów. Zainteresuje to — być może — tych, którzy budują sobie tzw. „radiolę", to jest zestaw zawierający odbiornik, wzmacniacz i adapter.

Otóż potrzebny tu będzie potencjometr, na którego płytce oporowej znajduje się dodatkowo wyprowadzony na zewnątrz odczep (potencjometry takie spotyka się m. in. w odbiornikach „Aga").

Wspomniany odczep uziemiamy, następnie do zacisku na płytce oporowej od strony większej oporności w stosunku do uziemionego punktu doprowadzamy napięcie otrzymane z detektora, a od strony mniejszej oporności — napięcie z główki adapterowej.

Ślizgacz potencjometra łączymy z wejściem wzmacniacza m. cz. Gdy ślizgacz znajduje się na uziemionej (środkowej) części płytki oporowej, sygnału na wejściu wzmacniacza nie ma; jednak przesunięcie ślizgacza przez pokręcenie osią potencjometra w jedną lub drugą stronę powoduje „zbieranie" przez niego napięć pochodzących odpowiednio z adaptera, czy też z detektora odbiornika.

Sposób ten eliminuje konieczność stosowania dodatkowego styku na przełączniku zakresów, potrzebnego do włączania adaptera i zapewnia bardzo dobrą regulację siły głosu, zarówno odbiornika jak i adaptera.

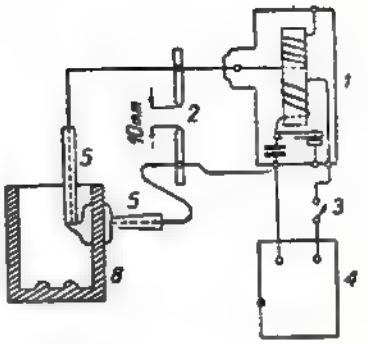
W prawidłowo podłączonym potencjometrze większa siła dźwięku audycji powstaje przy pokręcaniu osią potencjometra w prawo. Kręcąc następnie w lewo, odbiornik wyciszamy zupełnie, po czym, po pominięciu przez ślizgacz uziemionego punktu płytki oporowej, następuje stopniowe wzmocnienie sygnału z adaptera.

Największą siłę dźwięku z adaptera otrzymamy przy całkowitym przekręceniu osi potencjometra w lewo (do oporu).

T. WRÓBLEWSKI

PRZYRZĄD DO WYKRYWANIA PĘKNIĘĆ W NACZYNIACH AKUMULATOROWYCH

Opisany tu przyrząd służy do wykrywania pęknięć ebonitowych naczyń akumulatorów. Jak widać z układu przedstawionego na rysunku — układ składa się z cewki zapłonowej (1) z przerywaczem, iskiernika (2), wyłącznika baterii akumulatorów (3), elektrod (5) i badanego naczynia akumulatorowego (6). Cewka zasilana jest prądem z 12-woltowej baterii akumulatorów (4).



Indukowane w uzwojeniu wtórnym napięcie doprowadza się do dwóch elektrod w kształcie łopatek z dobrze izolowanymi rączkami i równolegle włączonym iskiernikiem. Jedną elektrodę wprowadza się do naczynia i przyciska do ścianki — drugą zaś przesuwa się po zewnętrznej stronie ścianki badanego naczynia.

Gdy nie ma pęknięć lub szczelin w naczyniu, iskra będzie przeskakiwać w iskierniku. W razie natrafienia elektrodami na pęknięcie, iskra zacznie przeskakiwać między nimi.

Naczynia akumulatorowe do takiego badania muszą być wymyte i wysuszone. Ponieważ ebonitowe naczynia pod wpływem wstrząsów bardzo często ulegają uszkodzeniom, których gołym okiem nie można stwierdzić, podana metoda badania jest niezastąpiona. Daje ona zupełnie pewne wyniki i skraca czas potrzebny na samo sprawdzenie.

Opisany układ może być stosowany w zakładach produkcyjnych, warsztatach naprawczych, szkołach, a także w szkolnictwie zawodowym jako pomoc naukowa dla zapoznania słuchaczy z metodą wykrywania tego rodzaju uszkodzeń.

T. Durka

Sprawdź, czy znasz prawo Ohma?

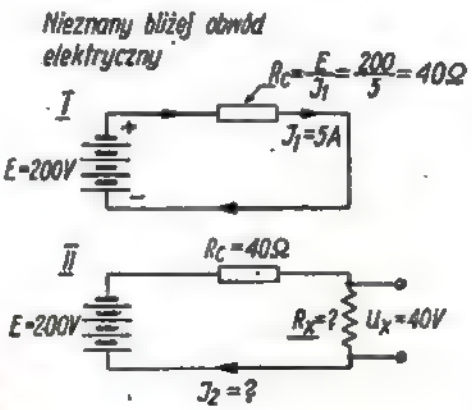
DO ZASILANIA jakiegoś urządzenia elektrycznego potrzebujemy napięcie 40 V. Dysponujemy nieznanym bliżej obwodem elektrycznym, w którym płynie prąd o natężeniu 5 A. Jakiej wartości opornik R_x należy włączyć (szeregowo) we wspomniany obwód, aby uzyskać na nim żądany spadek napięcia 40 V? SEM, działająca w obwodzie E = 200 V.

* * *

Pytanie bardzo łatwe, po prostu naiwne — pomyślało wielu Czytelników przystępując zapewne w ten sposób do sformułowania odpowiedzi. Wartość opornika, na którym prąd płynący w danym obwodzie, spowoduje spadek napięcia 40 V będzie wynosić:

$$R = \frac{U}{I_1} = \frac{40}{5} = 8 \text{ omów.}$$

Niestety tak nie jest, chociaż samo wyliczenie wg wielu podręczników było by poprawne. Wobec tego gdzie tkwi błąd? Przecież wprowadzenie opornika 8 Ω do wspomnianego obwodu spowoduje zmniejszenie natężenia prądu, które będzie zależne od stosunku oporności wprowadzonej do oporności całkowitej obwodu. A jasne jest, że jakiś mniejszy prąd I_2 płynąc przez ten sam opornik 8 Ω nie wywoła na nim spadku napięcia 40 V. Zobaczymy, jak to będzie wyglądało w naszym przykładzie.



Jaka była całkowita oporność obwodu przed wprowadzeniem opornika o wartości 8 Ω?

Po wprowadzeniu w obwód opornika $R_x = 8\,\Omega$ oporność całkowita R_c

$$R_c = \frac{E}{I_1} = \frac{200}{5} = 40 \text{ omów}$$

wyniesie 48 omów, a więc natężenie prądu w obwodzie zmaleje do wartości:

$$I_2 = \frac{E}{R_{c_2}} = \frac{200}{48} = 4{,}16 \text{ A}$$

(w pierwszym przypadku $I_1 = 5$ A).

Natężenie prądu I_2 zmalało więc do wartości 4,16 A, które przy oporności obwodu 48 Ω wywoła na nim spadek napięcia:

$$U_x = R_x \cdot I_2 = 8 \cdot 4{,}16 = 33{,}28 \text{ V}$$

Jak widać obliczenie jest błędne, gdyż nie otrzymaliśmy żądanych 40 V. Należało by dać zatem opornik R_x o większej wartości, aby zwiększyć przez to omawiany spadek napięcia. Jednak dalsze zwiększanie wartości opornika R_x będzie znów powodowało zmniejszenie się prądu w obwodzie itd.

No dobrze, ale musi przecież istnieć jakiś opornik R_x, na którym otrzymamy żądany spadek napięcia, który chyba można określić jednoznacznie. Ale jak?

Należy tu posłużyć się układem dwóch równań z dwiema niewiadomymi.

Wiadome:

$$E = 200\ \text{V},\ R_c = 40\ \Omega,\ I_1 = 5\ \text{A},\ U_x = 40\ \text{V}.$$

Niewiadome:

$$R_x \text{ oraz } I_2.$$

Układ równań:

$$1.\quad I_2 = \frac{E}{R_c + R_x}$$

$$2.\quad R_x = \frac{U_x}{I_2}$$

Podstawiając równanie drugie do pierwszego otrzymamy:

$$I_2 = \frac{E}{R_c + \frac{U_x}{I_2}}$$

$$I_2 = \frac{E \cdot I_2}{R_c \cdot I_2 + U_x}$$

$$I_2 (R_c \cdot I_2 + U_x) = E \cdot I_2$$

$$R_c \cdot I_2 + U_x = E$$

$$R_c \cdot I_2 = E - U_x$$

$$I_2 = \frac{E - U_x}{R_c}$$

Następnie znajdujemy drugą niewiadomą:

$$R_x = \frac{U_x}{I_2} = \frac{U_x}{\frac{E - U_x}{R_c}} = \frac{U_x \cdot R_c}{E - U_x};$$

$$R_x = \frac{U_x \cdot R_c}{E - U_x}$$

Pozostało podstawić znane wartości:

$$R_x = \frac{40 \cdot 40}{200 - 40} = 10\ \Omega,$$

$$I_2 = \frac{200 - 40}{40} = 4\ \text{A}$$

Sprawdzenie obliczeń:

$$I_1 = \frac{E}{R_{c1}} = \frac{200}{40 + 10} = 4\ \text{A}$$

$$U_x = R_x \cdot I_2 = 10 \cdot 4 = 40\ \text{V}$$

Widzimy więc, że opornik powinien mieć oporność $R_x = 10\ \Omega$, (a nie 8 Ω), o obciążalności nie mniejszej niż:

$$P = U_x \cdot I_2 = R_x \cdot I^2 = 40 \cdot 4 = 10 \cdot 4^2 = 160\ \text{W}.$$

Zbigniew Taborek

CHARAKTERYSTYKI LAMP

LAMPA EF22

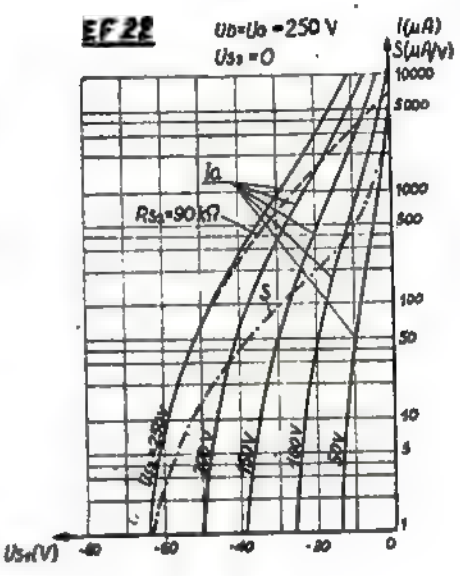
EF22 jest pentodą wielkiej częstotliwości o zmiennym nachyleniu. Można ją stosować również we wzmacniaczach małej częstotliwości, wykorzystując równocześnie jej zalety jako lampy o zmiennym nachyleniu. Niewielka oporność szumów (≈ 6000 Ω) pozwala na stosowanie jej również na wejściu odbiornika.

Dane techniczne lampy

1. Żarzenie pośrednie — prądem stałym, zmiennym
   - napięcie żarzenia $U_ż$ = 6,3 V
   - prąd żarzenia $I_ż$ = 0,2 A
2. Pojemności
   - C_{as_1} < 0,002 pF
   - C_a = 6,1 pF
   - C_{s_1} = 5,5 pF
3. Wartości graniczne
   - napięcie anody (w stanie zimnym) U_{ao} = 550 V
   - napięcie anody U_a = 300 V
   - moc admisyjna anody W_a = 2 W
   - napięcie ekranu (zimny) $U_{s_{20}}$ = 550 V
   - napięcie ekranu (Ia < 3 mA) U_{s_1} = 300 V
   - napięcie ekranu (Ia = 6 mA) U_{s_2} = 125 V
   - moc admisyjna ekranu W_{s_2} = 0,3 W
   - prąd katodowy I_k = 10 mA
   - minimalne napięcie siatki (dla I_{S_1} = + 0,3 μA) U_{s_1} = — 1,3 V
   - maksymalna wartość opornika między siatką a katodą R_{s_1k} = 3 MΩ
   - maksymalna wartość opornika pomiędzy włóknem i katodą $R_{żk}$ = 20 kΩ
   - napięcie włókno-katoda $U_{żk}$ = 50 V
4. Optymalne wartości dla pracy w stopniu wzmocnienia wielkiej lub pośredniej częstotliwości

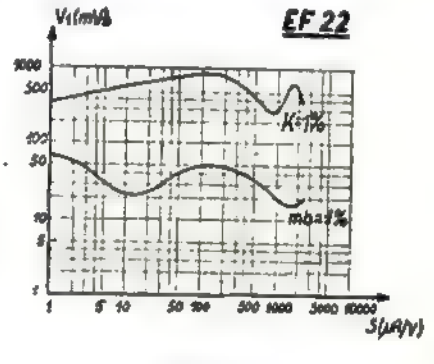
$U_a = U_b$	=	250 V	
U_{s_1}	=	0 V	
R_{s_2}	=	90 000 Ω	
R_k	=	325 Ω	
U_{s_1}	=	— 2,5	— 46 V — 58 V
U_{s_2}	=	= 100 V	250 V
I_a	=	6 mA	
I_{s_2}	=	1,7 mA	
S	=	2200	22 4,5 μA/V
R_i	=	1,2	> 10 > 10 MΩ
R_{s_2}	=	6200 Ω	

Rys. 13 przedstawia zależność prądu anodowego dla różnych napięć ekranu (U_{s_2}) oraz dla napięcia ekranu uzyskanego po oporniku R_{s_2} = 90 kΩ (linia kreskowana). Na tym samym rysunku przedstawiona jest również



Rys. 13.

zależność nachylenia (S) dla tych samych warunków (linia kreska-kropka).



Rys. 14

Rys. 14 przedstawia zależność dopuszczalnych napięć przeszkadzających dla 1% skrośnej modulacji (k = 1%) i 1 % przydźwięku (mb = 1%).

Lampę EF22 możemy wykorzystać również we wzmacniaczu małej czę-

U_b	Ra MΩ	Rs_2 MΩ	Ia mA	Is_2 mA	R_k Ω	U_{Reg} V	$\frac{Vw}{V_1}$	Napięcie wejściowe i zniekształcenia w zależności od napięć wyjściowych i napięcia regulacji					
								$Vw = 3V$		$Vw = 5V$		$Vw = 10V$	
								$V1(v)$	K%	$V1(v)$	K%	$V1(v)$	K%
250 V	0,2	0,8	0,87	0,26	1750	0	106	0,028	0,8	0,047	2,4	0,094	2,7
			0,69	0,21		— 5	40	0,075	0,8	0,125	2,4	0,25	2,7
			0,55	0,17		—10	23	0,13	1,1	0,22	1,9	0,43	3,7
			0,37	0,11		—18	11,6	0,27	1,5	0,42	2,4	0,86	4,8
			0,17	0,05		—25	6,7	0,45	2,7	0,75	4,4	1,46	8,8
	0,1	0,4	1,6	0,45	1000	0	85	0,035	0,8	0.059	1,3	0,118	2,5
			1,22	0,36		— 5	36	0,083	0,8	0,14	1,4	0,28	2,7
			0,92	0,28		—10	20	0,15	1,2	0,25	2,1	0,49	4,1
			0,57	0,18		—18	92	0,33	1,8	0,55	3,1	1,08	6,1
			0,36	0,11		—25	5,5	0,55	2,8	0,91	4,8	1,83	9,5

stotliwości z automatyczną regulacją lub bez niej. Załączona tablica podaje optymalne wartości dla warunków pracy. (Ureg oznacza napięcie regulacyjne siatki pierwszej otrzymanej z automatyki, a $\frac{V_w}{V_1}$ — wzmocnienie stopnia).

LAMPA EBL21

EBL21 jest to lampa podwójna — duodioda—pentoda końcowa, o mocy admisyjnej 11 W. W stosunku do podobnych lamp końcowych (np. EBL1) pobiera ona dzięki zmniejszonym wymiarom o wiele mniejszą moc żarzenia (ok. 5 W).

Moc wyjściowa tej lampy przy 10% zniekształceniach wynosi 4,5 W, przy czym napięcie sterujące nie przekracza 4 V; w wielu więc przypadkach wystarcza napięcie otrzymywane z diody. Jednak dla uzyskania większego wzmocnienia — można włączyć pomiędzy diodę a pentodę 1 stopień wzmocnienia małej częstotliwości, przy czym ze względu na przydźwięk dopuszcza się ok. 60-krotne wzmocnienie. Takie wzmocnienie może być zastosowane dzięki specjalnej konstrukcji lampy i odpowiedniemu ekranowaniu: z tego względu na diodę odbiorczą przeznacza się diodę oznaczoną w schemacie literą *d2*.

EBL21 nadaje się równie doskonale do pracy w układzie przeciwsobnym w kl. AB, przy czym z dwu lamp osiąga się moc ok. 13,2 W przy zniekształceniach 1,8 %; oprócz tego można wykorzystać 4 diody dla celów specjalnych np. w układzie trójdiodowym itp.

Dane techniczne lampy

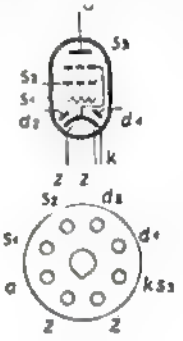
(układ połączeń — rys. 15)

1. Żarzenie pośrednie

napięcie żarzenia $Uż$ = 6,3 V
prąd żarzenia $Iż$ = 0,8 A

2. Pojemności

Cas_1 < 1,4 pF
Cd_1s_1 < 0,1 pF
Cd_2s_1 < 0,05 pF
Cd_1a < 0,06 pF
Cd_2a < 0,02 pF
Cd_1k = 1,8 pF
Cd_2k = 2,0 pF
Cd_1d_2 < 0,15 pF



Rys. 15

3. Wartości graniczne

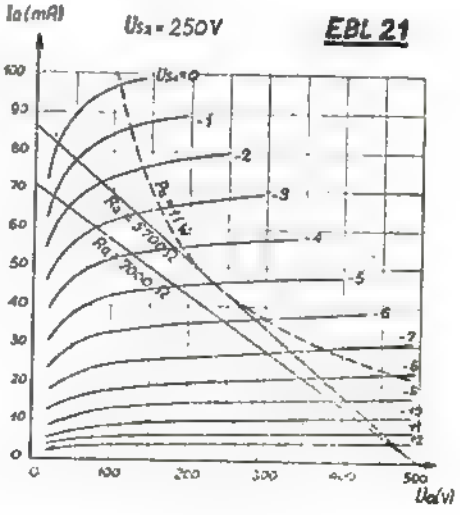
a) pentoda

napięcie anody (stan zimny)	Uao	= 550 V
napięcie anody	Ua	= 300 V
moc admisyjna anody	Wa	= 11 W
napięcie ekranu (zimny)	Us_{20}	= 550 V
napięcie ekranu	Us_2	= 300 V
moc admisyjna ekranu (bez wysterowania V1 = 0)	Ws_2	= 1,7 W
moc admisyjna ekranu przy pełnym wysterowaniu	Ws_2	= 2,75 W
prąd katody	Ik	= 60 mA
min. napięcie siatki	Us_1	= — 1,3 V
maks. wartość opornika siatka-katoda	Rs_1k	= 1 MΩ
maksymalna wartość oporności zewnętrznej włókno-katoda	$Rżk$	= 5000 Ω
napięcie katoda-włókno	$Użk$	= 50 V

b) dioda

szczytowa wartość nap. zmiennego diody d_1 lub d_2, Ud = 200 V; maksymalna średnia wartość prądu płynącego przez diodę d_1 lub d_2 i oporność upływową Id = 0,8 mA.

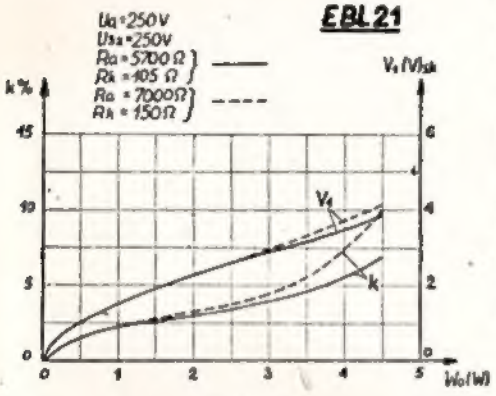
Na rys. 16 przedstawione są charakterystyki anodowe lampy EBL21. Widzimy tu również wykreślone proste pracy dla oporności Ra = 5700 Ω i 7000 Ω. Dla pierwszej wartości moc tracona na anodzie przy braku sygnału wynosi 11 W, zaś dla drugiej — 9 W. W pierwszym przypadku uzyskuje się jednak mniejsze zniekształcenia (7%) przy tej samej mocy wyjściowej 4,5 W.



Rys. 16

Dane optymalne dla pracy w kl. A

Ua	250 V	
Us_2	250 V	
Rk	= 105 Ω	150 Ω
Us_1	= — 5,2 V	— 8 V
Ia	= 44 mA	36 mA
Is_2	= 6 mA	4,5 mA



Rys. 17

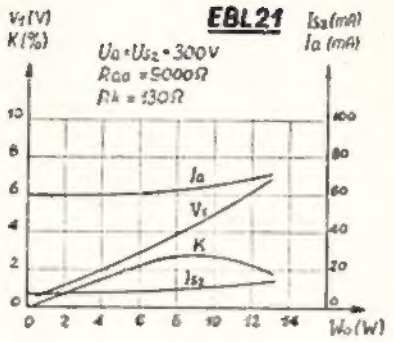
S	= 9,5 mA/V	9 mA/V
Ri	=	50 kΩ
Ra	= 5700 Ω	7000 Ω
Wo	= 4,5 W	4,5 W
k	= 7 %	10 %
V_1	= 3,9 V	4,2 V

Wykres na rys. 17 przedstawia zależność zniekształceń i napięcia sterującego od mocy wyjściowej dla obu oporności roboczych (pełna linia Ra = 5700 Ω, kreskowana Ra = 7000 Ω).

Lampa EBL21 nadaje się doskonale i do pracy we wzmacniaczu przeciwsobnym w kl. AB. Na rys. 18 widać zależność prądów anodowych, ekranów, napięć wzbudzających i zniekształceń od mocy wyjściowej.

Optymalne wartości dla pracy w kl. AB—P—P

Ua	= 300 V
US_2	= 300 V



Rys. 18

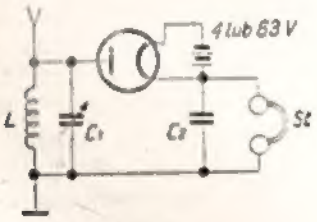
Rk	= 130 Ω (wspólny dla obu lamp)
Raa	= 9000 Ω (pomiędzy anodami)
Iao	= 2 x 30 mA
Ia_{max}	= 2 x 36 mA
$Isso$	= 2 x 3,8 mA
Is_{2max}	= 2 x 6,5 mA
Wo	= 13,2 W
K	= 1,8 %
Vs_1	= 7,0 V

M. T

Porady

Ob. Waldemar Konkol z Zabrza — zapytuje na czym polega praca diody oraz czy można ją wykorzystać do odbiornika kryształkowego.

Dwuelektrodowa lampa, jaką jest dioda ma tę właściwość, że prąd płynie przez nią tylko w tym przypadku, gdy jej anoda ma potencjał dodatni w stosunku do katody. Właściwości te są analogiczne do działania detektora kryształkowego. Z tego powodu dioda może być użyta zamiast kryształka. Włączamy ją według schematu podanego na rys. 1.



Rys. 1

Dioda zastosowana zamiast galeny usprawnia odbiór, nie trzeba bowiem wyszukiwać czułych miejsc na powierzchni kryształka, a ponadto zapewniona jest pełna stabilność odbioru.

Odbiornik z diodą wymaga tylko jednego źródła zasilania w obwodzie włókna żarzenia. Źródłem tym może być zarówno bateria jak i sieć elektroenergetyczna, oczywiście przy zastosowaniu transformatora obniżającego napięcie do potrzebnej wysokości, np. 4 lub 6,3 V. W ostatnim przypadku trzeba jednak stosować diodę z podgrzewaną katodą, w przeciwnym bowiem razie odbiór będzie silnie zakłócony warkotem.

Ob. Stanisław Grochowski ze Stasina k/Częstochowy — zapytuje o sposoby budowy odbiornika kryształkowego oraz o literaturę radiotechniczną dla początkujących.

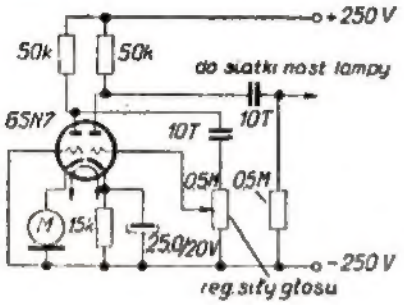
Opisy budowy odbiornika kryształkowego są zamieszczone wraz ze schematami w książkach inż. Klimczewskiego pt. „ABC Radioamatora" oraz „Jak zbudować odbiornik kryształkowy". Dla bardziej zaawansowanych radioamatorów zaleca się książkę tegoż autora pt. „Jak czytać schematy radiowe" i książkę inż. K. Lewińskiego pt. „Części składowe i naprawa odbiorników radiowych". Książki te można zamawiać w Centralnej Księgarni Wysyłkowej, Warszawa, Pl. Dąbrowskiego 8.

Ob. Zenon Kacperski z Dąbrowy Górniczej — zapytuje, czy można naprawić pęknięty kryształ soli segmentowej z piezoelektrycznego adaptera gramofonowego. Naprawa kryształu jest możliwa, choć nie zawsze się uda-je. Po rozebraniu adaptera i wyjęciu kryształu gładzi się go w miejscu pęknięcia rozgrzaną igłą. Pod wpływem nagrzania kryształ topi się, zalewając pęknięcia. Z uwagi na niewielkie wymiary kryształu oraz konieczność zachowania jego kształtu, zabieg ten wykonuje się pod szkłem powiększającym.

Ob. Henryk Sztec z Gdańska — zapytuje, czy można przyłączyć mikrofon węglowy bez użycia specjalnego transformatora.

Mikrofon węglowy przyłącza się do wzmacniacza zazwyczaj przez transformator o dużej przekładni, przy czym w obwodzie mikrofonu znajduje się bateria zasilająca. Można jednak przyłączyć mikrofon węglowy i bez użycia transformatora i baterii. W tym celu stosuje się dwie triody, a jeszcze lepiej, jedną podwójną triodę, np. 6SN7 lub 6H8C w układzie przedstawionym na rys. 2. Pierwsza trioda pracuje z uziemioną siatką, a mikrofon włączony jest między katodę i minus źródła napięcia anodowego. Mikrofon otrzymuje niezbędne napięcie kosztem prądu anodowego tej lampy. Napięcia o częstotliwościach akustycznych powstają ze spadku napięć na oporności obwodu anodowego wskutek

zmian natężenia prądu anodowego przepływającego przez pierwszą triodę, spowodowanych zmianą oporności

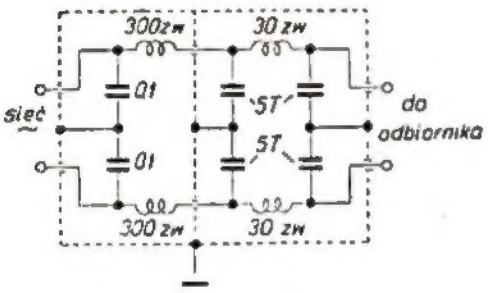


Rys. 2

mikrofonu. Napięcie to przesyłane jest przez rozdzielający kondensator na siatkę sterującą drugiej triody. Wzmocnione w drugiej triodzie napięcie małej częstotliwości zdejmuje się z opornika anodowego drugiej lampy.

Ob. J. Zabulski z Białegostoku — zapytuje, w jaki sposób można uniknąć zakłóceń przedostających się do odbiornika z sieci elektroenergetycznej prądu zmiennego. Kondensatorki włączone między każdy przewód a uziemioną metalową podstawę odbiornika nie spowodowały bowiem zaniku zakłóceń.

Istotnie — kondensatory takie nie zawsze dają dobre wyniki. Lepszy efekt zapewni użycie filtru — rys. 3. Filtr ten przystosowany jest do odbiornika pobierającego z sieci moc około 100÷150 watów. Pierwszy blok filtru jest wyposażony w dwie



Rys. 3

cewki po 300 zwojów każda oraz dwa kondensatory po 0,1 μF i napięciu przebicia minimum 1500 V. Filtr ten oddziaływuje na zakłócenie małej częstotliwości. Drugi stopień składa się z dwóch cewek po 30 zwojów oraz 4 kondensatorów mikowych o pojemności po 5 000 pF i napięciu przebicia również minimum 1500 V. Działa on tłumiąco na zakłócenia wielkiej częstotliwości. Obydwa filtry montuje się wewnątrz obudowy metalowej, przy czym obydwa stopnie należy rozdzielić ekranem, jak to oznaczono na schemacie.

Cewki po 300 zwojów są nawinięte masowo na karkasie o średnicy 12 mm, a cewki po 30 zwojów — na karkasie o średnicy 6 mm. Do nawijania cewek używa się drutu 0,5 mm w dobrej izolacji bawełnianej.

Filtry te ograniczają bardzo poważnie zakłócenia przedostające się z sieci. Możliwe jest jednak przedostawanie się do aparatu zakłóceń bezpośrednio odbieranych przez antenę.

Ob. Edward Kalinowski z Solic Zdroju zapytuje dlaczego nie używany przez dłuższy czas kondensator elektrolityczny po przyłączeniu go do źródła prądu stałego wykazuje bardzo duży pobór prądu, przy czym omal że nie dochodzi do krótkiego zwarcia, a już po chwili następuje silne zmniejszenie pobieranego prądu.

Dwa są powody pobierania bardzo dużego prądu przez kondensator elektrolityczny: pierwszy — to normalne ładowanie się każdego kondensatora w momencie włączenia, drugi — to utrata wartości elektrycznych dielektryka w kondensatorze uszkodzonym.

Rolę dielektryka w kondensatorze elektrolitycznym spełnia zazwyczaj tlenek aluminium. Cienka jego warstwa powstaje w wyniku reakcji chemicznych, jakie zachodzą w czasie przepływu prądu przez elektrolit i okładki kondensatora. Powstawanie warstwy tlenku nazywamy formowaniem się kondensatora. Użyte do formowania kondensatora źródło prądu stałego ma dla danego typu kondensatora pewne ściśle określone napięcie maksymalne. Prąd przepływający przez kondensator elektrolityczny ma maksymalne natężenie w chwili włączenia. Natężenie to maleje w miarę formowania się warstwy dielektryka, dochodząc w końcowej fazie do całkowitego prawie zaniku, do wartości minimalnej, równej prądowi upływowemu kondensatora. Osiągnięcie minimalnego prądu wskazuje na uformowanie się dostatecznie grubej warstwy tlenku aluminium na elektrodzie kondensatora. Grubość tej warstwy zależy od czasu formowania. Im większą wartość ma prąd maksymalny, tym dłuższy jest okres formowania.

Ob. Witold Porankiewicz z Trzcianki zapytuje o przyczyny częstego przepalania się żaróweczek bezpiecznikowych w odbiorniku „Pionier U2". Przyczyną tą jest zazwyczaj stosowanie niewłaściwych typów żaróweczek. Należy używać żaróweczki dostosowanej do 6,3 V/0,3A. Taka żaróweczka ulega przepaleniu tylko przez odbiornik, co może się zdarzyć w razie nadmiernego czerpania prądu najczęściej w przypadku uszkodzenia kondensatora elektrolitycznego w filtrze zasilacza, lub też zwarcia opornika katodowego w obwodzie lampy głośnikowej. Radzimy sprawdzić, czy w odbiorniku założone są właściwe żaróweczki oraz zmierzyć wielkość prądu czerpanego przez odbiornik.

Ob. Józef Bartyka, Niepołomice

Szczegółowy opis wykonania odbiornika kryształkowego wraz ze schematem ideowym i montażowym znajdzie Obywatel w popularnej książce inż. C. Klimczewskiego pt. „ABC Radioamatora" lub w nowej broszurze tego autora pt. „Jak zbudować odbiornik kryształkowy". W sprawie nabycia książek z dziedziny radiotechniki radzimy zwrócić się do Księgarni Wysyłkowej Domu Książki, Warszawa, pl. Dąbrowskiego 3.

Ob. Marian Szymura, Grudziądz

Lampę głośnikową RES 164 można zastąpić pentodą silniejszą (większej mocy) RES 964 bez dokonywania zmian w odbiorniku, lub pentodą AL1 albo AL4 po wymianie podstawki i dokonaniu niezbędnych przełączeń.

Gniazda adapterowe można wmontować do odbiornika „Pionier U2" w ten sposób, aby jedno z nich łączyło się poprzez kondensator stały o pojemności 0,1μ F z „zerowym" punktem układu (np. z „masą" aparatu), drugie zaś — poprzez podobny kondensator o pojemności 10 T do 20. T pF z przewodem doprowadzonym do siatki sterującej triody drugiej lampy UCH21. Gniazda te można wmontować np. w tylną deskę aparatu, lecz tak, aby nie dotykały w żadnym przypadku podstawy odbiornika.

Lampy bateryjne serii K nie są obecnie produkowane, gdyż należą do starych typów, dlatego nabycie ich nie jest łatwe. Jako lampy zastępcze można użyć np. 1T4 i 3S4 stosowane w odbiornikach typu „Pionier B".

Nakładem Wydawnictw Komunikacyjnych ukazały się:

Antoni Maciejczyk — „Sygnalizacja". Wyd. I, poziom II — III, format A5, stron 163, nakład — 3000 egz., cena 5,80 zł.

Książka ma na celu zapoznanie czytelników z zasadą działania, budową i konserwacją elementów i układów urządzeń: sygnalizacji wywoławczej, sygnalizacji alarmowej, sygnalizacji informacyjnej i sygnalizacji dźwigowej.

Sposób ujęcia zagadnień daje szerokie pole do ich stosowania w przemyśle i administracji, rozwija zmysł koncepcyjny oraz dostarcza podstawowych wiadomości do pracy i działalności racjonalizatorskiej. Praca przeznaczona jest w zasadzie jako podręcznik dla kl. IV technikum telekomunikacyjnego, może jednak stanowić cenną pomoc dla praktyków zatrudnionych w działach związanych z sygnalizacją teletechniczną.

J. Artman, M. Kaczorowski, H. Lutyński — „Radiofonia nośna". Wyd. I, poziom III, format A5, stron 206, rys. 158, nakład 4000 egz., cena 18,90 zł.

Książka omawia zagadnienia rozgłaszania przewodowego, warunki pracy radiofonii nośnej w Polsce oraz sterowanie radiowęzłów. Oprócz tego szczegółowo zajmuje się opisem takich urządzeń jak nadajniki, separatory, wzmacniacze, zwrotnice stacyjne, filtry, tłumiki, transformatory i korektory. Praca zawiera również uwagi dotyczące projektowania i wykorzystania sieci telekomunikacyjnej przez radiofonię nośną oraz pomiary związane z urządzeniami radiofonii nośnej.

Praca przeznaczona jest dla techników zatrudnionych przy budowie, obsłudze i konserwacji urządzeń oraz może służyć jako książka pomocnicza dla uczniów technikum łączności.

NADAWCA:

Nazwisko i imię

Miejscowość

ulica i nr domu

poczta, powiat, województwo

Wypełnić czytelnie

ADRESAT

Nalepić znaczek za 20 gr.

„DOM KSIĄŻKI"
CENTRALNA KSIĘGARNIA WYSYŁKOWA

Plac Dąbrowskiego 8
WARSZAWA 10

◆ Produkowane w ZSRR i szeroko wprowadzone tam w użycie radiostacje „Urożaj—2" znalazły zastosowanie również na statkach żeglugi śródlądowej. Zużywają one niewiele energii elektrycznej, której źródłem są zasadowe akumulatory żelazoniklowe. Obecnie przystąpiono do opracowania konstrukcji stacji radiotelefonicznej. Tego typu radiostacje są przewidziane jako środek łączności między żeglugującymi statkami a lądem. Aparatura stacji obejmuje także automatyczny nadajnik sygnałów alarmowych.

◆ Firma „La Voie Laboratories" w Morgenville wyprodukowała przyrząd elektronowy do automatycznego sprawdzania stanu i pracy urządzeń elektrycznych i radiowych. Sprawdza on za pomocą taśmy perforowanej połączenia elektryczne i funkcjonowanie poszczególnych zespołów. Jak utrzymują konstruktorzy — przyrządem tym można dokonać 120 pomiarów na minutę i skontrolować 240 punktów na taśmie, a tym samym wykryć 70—90 % zakłóceń i uszkodzeń z wyjątkiem jedynie lamp i przerw w obwodzie, wywołanych nieostrożnym obchodzeniem się z płytą montażową.

Ciężar przyrządu nie przekracza 20 kg, wymiary 50 × 34 × 45 cm. Można go użyć do kontroli urzędzeń radarowych, telewizorów, odbiorników radiowych, maszyn do liczenia, wyposażenia automatycznych central telefonicznych i w ogóle dowolnych urządzeń elektrycznych i radiowych.

◆ W angielskim „Imperial College" skonstruowano lampę kineskopową do nowego typu telewizorów. Znajdzie ona zastosowanie przede wszystkim w telewizji kolorowej. Wymiary jej ekranu wynoszą 52 x 52 cm, przy czym sama długość lampy — tylko ok. 10 cm, gdy tymczasem długość zwykłej lampy kineskopowej z ekranem o tych wymiarach sięga 50 cm. Telewizor przyszłości będzie więc przypominał ramę obrazu i można będzie wieszać go na ścianie.

Konstrukcja nowej lampy oparta jest na zasadach optyki elektronowej. Z pomocą układu soczewek wiązka elektronów jako nośnik obrazu rozprzestrzenia się na różnych poziomach ekranu.

ZAMAWIAM KSIĄŻKI —
— DŁUGO OCZEKIWANE NOWOŚCI

.....	SZCZUREK M.	— **Poradnik radioamatora opr.**	zł. 31.—
.....	KLIMCZEWSKI	— **A B C radioamatora**	„ 19,10
.....	LEWIŃSKI	— **Warsztat radioamatora**	„ 3,40
.....	BIEŃKOWSKA	— **Atom i znachorzy**	„ 4,50
.....	KOWALSKI	— **Robimy sami radioodbiorniki**	„ 2,80

Obok tytułów zaznaczyć ilość zamówionych egzemplarzy, wypełnić wolne miejsce na adres, nalepić znaczek i wysłać. Książki prześlemy pocztą za zaliczeniem.